

Flower Shower

Abschlußbericht

Teilnehmende des Projektlabors

30. November 2006

Sommersemester 2006

Ein Projekt des Projektlabors der Technischen Universität Berlin

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung und Vorstellung	7
1.1. Allgemeines zum Projektlabor	7
1.2. Projektbeschreibung	7
1.3. Alle Teilnehmenden auf einen Blick	9
2. Sensorik	11
2.1. Gruppenmitglieder	11
2.2. Einleitung	13
2.3. Nicht realisierte Ideen	13
2.3.1. Füllstandsmessung mittels Schwimmers	13
2.3.2. Füllstandsmessung mittels Ultraschalls	13
2.3.3. Kapazitive Feuchtemessung	17
2.4. Füllstandsmessung	17
2.4.1. Reedrelais	17
2.4.2. Wasserdruck	21
2.5. Bodenfeuchtemessung	32
2.5.1. Impedanz	32
2.5.2. Tensiometer	34
3. Regelung	39
3.1. Gruppenmitglieder	39
3.2. Einleitung	40
3.2.1. Grundkonzept	40
3.3. Komparator	42
3.3.1. Theorie	42
3.3.2. Simulationsergebnisse	43
3.3.3. Probleme	43
3.4. Fehlersignalverarbeitung	44
3.4.1. Verschiedene Konzepte	44
3.4.2. Theorie der endgültigen Schaltung	45
3.4.3. Berechnung	46
3.4.4. Simulationsergebnisse	46
3.4.5. Probleme	47
3.5. Timer	48
3.5.1. Theorie der Schaltung	48

3.5.2.	Berechnung	50
3.5.3.	Simulation	50
3.5.4.	Probleme	51
3.6.	Soziale Bewertung	51
3.7.	Die fertige Platine	53
4.	Wasser und Pumpe	59
4.1.	Gruppenmitglieder	59
4.2.	Einleitung	63
4.3.	Die Mutterschaltung	63
4.3.1.	Funktionsweise	63
4.3.2.	Historie	66
4.4.	PWM-Signalerzeugung	66
4.4.1.	Funktionsweise	66
4.5.	Pumpenansteuerung	69
4.5.1.	Herangehensweise	69
4.5.2.	Funktionsweise	70
4.5.3.	Simulation	72
4.6.	Durchflußsensor	74
4.6.1.	Funktionsweise	74
4.6.2.	Herangehensweise und Simulation	77
4.7.	Wasser im Gehäuse	79
4.7.1.	Funktionsweise	79
4.7.2.	Historie	81
4.8.	Die Platinen	81
A.	Bauteilelisten für die Platinen	85
A.1.	Reedrelais	85
A.2.	Drucksensor	85
A.3.	Feuchtemessung	87
A.4.	Regelung	88
A.5.	Wasser-Gehäuseplatine	89
A.6.	Wasser-Hauptplatine	91
B.	Datenblätter	93
B.1.	Timer NE555	94
B.2.	24PC SMT pressure sensors	101
B.3.	BZX79 voltage regulator diodes	105
B.4.	Low power op amp LM324	115
B.5.	LM3914 dot/bar display driver	122
B.6.	HEF4027B flip-flops	141
B.7.	HEF4049B buffers	146
B.8.	HEF4082B gate	150
B.9.	Solid state lamps	153

B.10. NPN switching transistor 2N2222	159
B.11. Silicon PNP transistor 2N2907	165
B.12. N-channel MOSFET BUZ11	167
B.13. HEF4011B gates	174
B.14. HEF4077B gates	177
B.15. R-S latches MC14044	180
B.16. LM319 Comparator	186
Abbildungsverzeichnis	197

1. Einleitung und Vorstellung

1.1. Allgemeines zum Projektlabor

Das Projektlabor richtet sich an Studierende der Elektrotechnik und Technischen Informatik im Grundstudium (3. und 4. Semester). Es wird zu diesem Zeitpunkt angesetzt, damit man auf bereits vorhandene Kenntnisse aus den ersten beiden Semestern zurückgreifen kann. Der Umfang dieser Veranstaltung wird mit 4 Semesterwochenstunden angegeben. Es wird aber bereits zu Beginn der Veranstaltung darauf hingewiesen, daß der tatsächliche Zeitaufwand weit größer ist. Innerhalb dieses Projektlabors realisieren die Studierenden ein selbstgewähltes und -konzipiertes elektronisches Projekt. Nebenbei werden auch grundlegende Kenntnisse des Projektmanagements erworben.

Die Teilnehmer teilen sich in Kleingruppen auf, welche jeweils einen bestimmten Teil des Projekts bearbeiten. Angeleitet wird jede Teilgruppe dabei durch einen Betreuer. Die Studierenden arbeiten allerdings weitestgehend selbständig und eignen sich während des Semesters selber fehlende Kenntnisse an. Außerdem sollen sich die Kenntnisse der Teilnehmer geeignet ergänzen.

Ein weiterer Schwerpunkt im Projektlabor liegt auf dem Erlernen von geeigneter Entwurfssoftware für das Platinendesign. Es wird das Programm PSpice zum Simulieren von elektrischen Schaltungen benutzt. Der eigentliche Platinenentwurf wird mit der Software Eagle realisiert.

1.2. Projektbeschreibung

Auch in diesem Semester gab es wieder viele interessante Projektvorschläge von A wie Analogsynthesizer bis Z wie zeitgesteuerte Master-Slave-Steckdose. Die Wahl fiel letztendlich auf eine automatisch gesteuerte Blumengießanlage, die den Projekttitel „Flower Shower“ trägt. Dies zeigt deutlich, daß auch Elektrotechniker Pflanzen mögen – *solange jemand anders sie gießt!*

Mit der Blumengießanlage ist es möglich, 3 Blumenkästen oder -töpfe über einen längeren Zeitraum hinweg automatisch und individuell zu bewässern. Dabei soll auf das Wasserbedürfnis unterschiedlicher Pflanzen Rücksicht genommen werden – schließlich braucht eine Palme mehr Wasser als ein Kaktus.

Je ein Sensor in jedem Blumentopf überwacht durchgehend die Feuchtigkeit der Erde und übergibt seine Meßergebnisse der Regelungseinheit des Geräts. Dort werden die Werte mit individuellen Voreinstellungen der Pflanzenliebhaberin verglichen und, falls nötig, die Pumpe in Gang gesetzt, die jeden der drei Blumentöpfe gezielt mit Wasser aus einem gemeinsamen Reservoir versorgen kann.

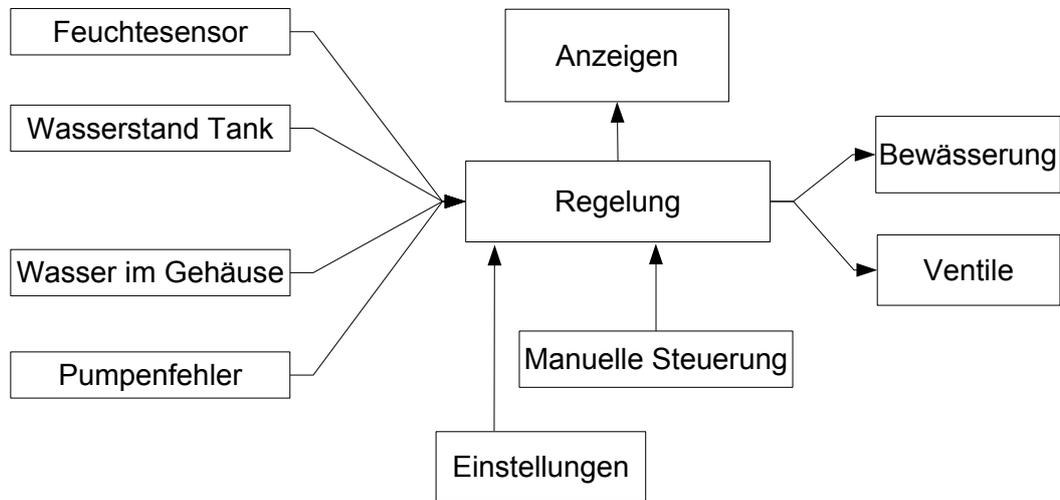


Abbildung 1.1.: Blockschaltbild der Blumengießanlage

Bewässert wird der Blumentopf in einem manuell einstellbaren Zeitintervall von ca. 5 bis 30 Sekunden. Danach wird die Wasserzufuhr für bis zu 20 Minuten unterbrochen, das Wasser soll in den Boden einsickern und der Feuchtesensor reagieren können. Wird danach noch immer Wasser benötigt, folgt das nächste Gießintervall. Der Wasserfüllstand im Reservoir wird, wie auch die Bodenfeuchtigkeit in den Blumentöpfen, über LED-Anzeigen an der Frontseite des Geräts visualisiert.

Da sich Wasser und Elektrizität nicht besonders gut vertragen – genauso wenig wie Menschen und überflutete Wohnzimmer –, wurden diverse Störungsszenarien bedacht. So schaltet die Blumengießanlage automatisch ab, sobald sie Wasser im Gehäuse bemerkt, der Wassertank leer ist, die Pumpe einen Fehler hat oder die Feuchtigkeitssensoren nicht richtig angeschlossen sind. Dies soll das Überleben der Pflanzen und unserer Blumengießanlage sichern. Der jeweilige Grund für das Abschalten wird der Benutzerin ebenfalls durch LEDs signalisiert.

Der Verlauf des Projektes wurde mit den wichtigsten Eckpunkten auf einer eigenen Webseite dokumentiert, auf der auch dieser Abschlußbericht sowie einige weitere Materialien zu finden sind:

<http://projektlabor.ee.tu-berlin.de/projekte/blumengiessanlage/>

1.3. Alle Teilnehmenden auf einen Blick

Von anfangs 19 Studierenden kämpften sich 14 bis zur Präsentation des Flower Showers durch. In den folgenden Kapiteln stellen sie ihre Aufgabenbereiche und Teilschaltungen vor.



Abbildung 1.2.: Gruppenphoto mit allen Teilnehmenden

Teilnehmende von links nach rechts: Khaled Abdallah, Mohamad Al Khatib, Guozhu Zheng, Stefan Seifert (Betreuer), Otto Eichert, Adel Abdallah, Dennis Pommer, Minh Tuan Nguyen, Anja Kohfeldt, Hoang Trung Hieu, Martin Nowak, Martin Albert, Florian Grumm, Thomas Weiß, Augustin Didier Matel, Ali Hammoud, Alexander Nitsch, Sebastian Becker, Benedikt Kästner, Mohammad Naghi Eshtiaghi, Holger Gaul (Betreuer), Johannes „Yo“ Twittmann (Betreuer).

2. Sensorik

2.1. Gruppenmitglieder



Martin Nowak: Das Projektlabor – mit seiner sehr starken Praxisorientierung – bietet die Möglichkeit, eine Lehrveranstaltung anders zu nutzen. Durch das überwiegend selbstbestimmte Arbeiten können die Teilnehmer ihre erworbenen Fähigkeiten ausprobieren und festigen. Die Umsetzung in der Gruppe bedingt zeitintensives Arbeiten, führt aber, neben einigen kleinen Problemen, zu einem interessanten Umfeld und schafft wesentlich mehr Ideen. Mir kam die direkt Projektumsetzung etwas zu kurz, da noch eine Vielzahl an kleinen, zusätzlichen Aufgaben parallel anfielen. Insgesamt ergibt es eine sehr lehrreiche Veranstaltung, die einen hohen Nutzen aufweist.

Alexander Nitsch: Ich hatte zu Beginn des Labors auf ein Projekt gehofft, welches aus sich selbst heraus mehr Bezug zu Schaltungstechnik etc. hat als eine Vorrichtung zum Gießen des lieben Grünzeugs, die sich auch ohne so viel Elektronik umsetzen ließe. Dementsprechend aufwendig fielen einige der Konzepte zur Realisierung unserer Aufgaben aus. Letztlich war es genau dieser Ehrgeiz unserer gesamten Gruppe, mehrere unterschiedliche Meßmethoden für die Sensoren umzusetzen und im fertigen Gerät anbieten zu können, der uns auf halber Strecke in Zeitnot brachte.

Insgesamt war das Projektlabor dennoch eine recht lohnenswerte Veranstaltung. Nicht jeder kann zu Hause z. B. komplette Platinen ätzen, und hier bietet das Projektlabor einfach sehr gute Möglichkeiten. Den *gesamten* Entwicklungszyklus von der Spezifikation über den Schaltungsentwurf und die Testphase hin zur Fertigung des Gerätes zu durchlaufen und sich nebenbei noch um Referate sowie Präsentationen zu kümmern, halte ich allerdings nicht in jedem Fall für den geeigneten Weg. Streckenweise hätte ich mir einfach mehr *offizielle* Zeit für die technische Umsetzung gewünscht – Überstunden haben ohnehin alle geschoben.



Die Zusammenarbeit in unserer Gruppe empfand ich durchweg als sehr angenehm, auch wenn es unter dem Zeitdruck zum Ende hin mit der Koordination drunter und drüber ging. Einzig die Kommunikation der drei Gruppen untereinander funktionierte nicht so gut wie nötig gewesen wäre. Zu beschäftigt war jeder in der eigenen Gruppe, so daß der Austausch über die Gruppengrenzen hinaus insgesamt viel zu selten stattfand.

Florian Grumm: Ich hatte mich für das Projektlabor entschieden, um festzustellen, ob das Fach Elektrotechnik die richtige Wahl war. Der bisherige Studienverlauf konnte mich nicht in meiner Wahl bestätigen. Hundertprozentig sicher bin ich mir zwar immer noch nicht, jedoch einen gehörigen Schritt weiter in die Richtung, daß es die richtige Entscheidung war.

Man konnte viel im Projektlabor lernen und die erlernten Fähigkeiten einmal einsetzen. Die Betreuer waren nett, aber auch zum richtigen Zeitpunkt sauer und vor allem engagiert. Man konnte in entspannter Atmosphäre basteln – Korrektur: wissenschaftlich arbeiten. Es war viel Zeitaufwand, aber die Investition hat sich gelohnt. Der Spaß kam nicht zu kurz. Weiterempfehlenswert.



Martin Albert: Wenn man das Projekt vom ersten bis zum letzten Termin begutachtet, kann man ohne jegliche Scheu sagen: Wir haben eine positive Entwicklung vollzogen. Am Anfang standen wir vor der Frage, welche Schaltungen unsere Aufgaben am sinnvollsten erfüllen. Da wir in diesem Punkt teilweise unterschiedlicher Meinung waren, viele von uns zusätzlich einen verstärkten Basteltrieb besaßen und jeder die Schaltung, die er sich überlegt hatte, verwirklichen wollte bzw. sehen wollte, ob seine Schaltung eine Lösung für das Problem ist, hat jeder seine einzelne Schaltung simuliert und getestet. Erst, als wir bereits in Zeitnot geraten waren, haben wir den Entschluß gefaßt, uns auf eine Schaltung zu konzentrieren. Dies hat natürlich einige Zeit in Anspruch

genommen und von einigen Seiten kamen Kommentare, die uns eine rasche Beendigung einiger Schaltungen empfohlen haben. Schlußendlich kann ich nur dazu sagen, wir haben auf dem Weg vielleicht mehr in puncto Projektmanagement und speziell in dem Fach Elektrotechnik gelernt, als hätten wir den direkten Weg eingeschlagen.

Hoang Trung Hieu: Die Stimmung in der Arbeitsgruppe war meistens gut, und es gab keine größeren Streitereien. Alle waren hilfsbereit und stets offen für neue Vorschläge.



2.2. Einleitung

Unsere Gruppe war verantwortlich für den Bau der Sensoren, welche die Feuchtigkeit der Blumenerde sowie den Wasserstand im Reservoir ermitteln und zur Weiterverarbeitung an die Regelung leiten. Wir teilten uns in kleine Gruppen auf, so daß jeweils 1 bis 2 Mann einen Typ von Sensoren entwickelten.

Besonders die Messung der Bodenfeuchte gestaltete sich als äußerst diffizil. Im folgenden wollen wir beschreiben, welche Ideen sich zur endgültigen Fertigung durchsetzten und welche auf der Strecke blieben.

2.3. Nicht realisierte Ideen

Nicht alle Ideen für die Füllstands- und Bodenfeuchtemessung schafften den Weg zum einsatzbereiten Sensor in der fertigen Blumengießanlage. Einige erwiesen sich schon im Vorfeld als (vermutlich) zu kompliziert und zeitaufwendig, eine andere gaben wir erst in der laufenden Testphase aus Zeitgründen auf.

2.3.1. Füllstandsmessung mittels Schwimmers

Ein Schwimmer, der mechanisch ein Potentiometer verändert, war eine unserer ersten Ideen. Wir verwarfen sie jedoch sehr schnell wieder aufgrund der zu aufwendigen Mechanik, die zudem eine gewisse Anfälligkeit mit sich gebracht hätte.

2.3.2. Füllstandsmessung mittels Ultraschalls

Eine alternative Methode zur Ermittlung des Füllstands war als Ultraschallmessung geplant. Dieser Ansatz schaffte es zwar bis in die Testphase, mußte wegen Zeitmangels jedoch aufgegeben werden. Im fertigen Gerät ist die Füllstandsmessung per Ultraschall daher nicht umgesetzt. Trotzdem soll das Verfahren an dieser Stelle kurz vorgestellt werden:

Meßprinzip Am oberen Rand des Wasserbehälters wird ein Ultraschallsender installiert, der in zeitlich festen Abständen ein kurzes Signal sendet. An der Wasseroberfläche wird dieses Signal reflektiert und von einem Ultraschallempfänger registriert, der dicht neben dem Sender installiert ist. Durch die Messung der Signallaufzeit t kann auf die Entfernung h zwischen Wasseroberfläche und Sender/Empfänger und somit auf den Füllstand geschlossen werden.

$$h = \frac{t \cdot c_{Luft}}{2} = t \cdot 172 \text{ m/s}$$

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit in Luft beträgt bei Zimmertemperatur etwa 344 m/s. Daß das Ultraschallsignal die Strecke zwischen Sender/Empfänger und Wasseroberfläche insgesamt zweimal zurücklegt, wurde in der obigen Formel durch den zusätzlichen Faktor $1/2$ berücksichtigt. Da lediglich Sender und Empfänger auf dem Behälter installiert werden müssen, eignet sich diese Meßmethode für Behälter unterschiedlichster Höhe, falls geeignete Kalibrierungsmöglichkeiten für den minimalen und maximalen Wasserstand in der Schaltung vorgesehen werden. Die Messung der Signallaufzeit kann über das Aufladen eines Kondensators realisiert werden, welches mit dem Absenden des Ultraschallsignals beginnt und wieder beendet wird, sobald der Empfänger das reflektierte Signal auffängt. Eine längere Signallaufzeit resultiert am Ende der Messung in einer höheren Spannung am Kondensator, welche als Analogpegel an die Regelung weitergegeben werden kann.

Schaltungsbeschreibung Auf der Suche nach geeigneten Ultraschallsensoren stießen wir u. a. auf eine Schaltung ¹, die das oben beschriebene Prinzip umsetzt. Ihre Funktionsweise soll anhand der Abb. 2.1 kurz beschrieben werden.

Am Eingang (STARTIN) liegt als Ruhepegel HIGH an. Zum Starten der Messung wird ein Burst von 16 Perioden eines 40 kHz-Signals eingespeist, welcher den Rampengenerator startet und den Sender treibt. Nach dem Eintreffen des Signals am Empfänger gelangt dieses zum Verstärker, dessen Arbeitswiderstand aus einem Schwingkreis mit der Resonanzfrequenz von rund 40 kHz besteht. Es folgt die Transistorstufe T_2 , die als Komparator fungiert und nach Abschalten des nachgeschalteten Flipflops den Kondensator C_1 über die Diode D_2 vom benachbarten Widerstand R_1 trennt. Der Kondensator hält also seine Spannung, die über den Impedanzwandler an den Ausgang (ANALOGOUT) gegeben wird.

Um die Burstfolge für dieses Ultraschallinterface zu generieren, entwarfen wir eine Schaltung (Abb. 2.2), welche 2 Timerbausteine NE555 (Datenblatt in Abschnitt B.1) als astabile Multivibratoren betreibt. Die Zeitdauer, in welcher der Ausgangspegel des NE555 auf LOW bzw. HIGH gehalten wird, ergibt sich aus

$$\begin{aligned} t_H &= \ln 2 \cdot C_1(R_1 + R_2) \\ t_L &= \ln 2 \cdot C_1 R_2. \end{aligned}$$

Die Periodendauer des Gesamtsignals ist somit

$$T = \ln 2 \cdot C_1(R_1 + 2R_2).$$

¹http://roboternetz.de/wissen/index.php/Ultraschall_Interface

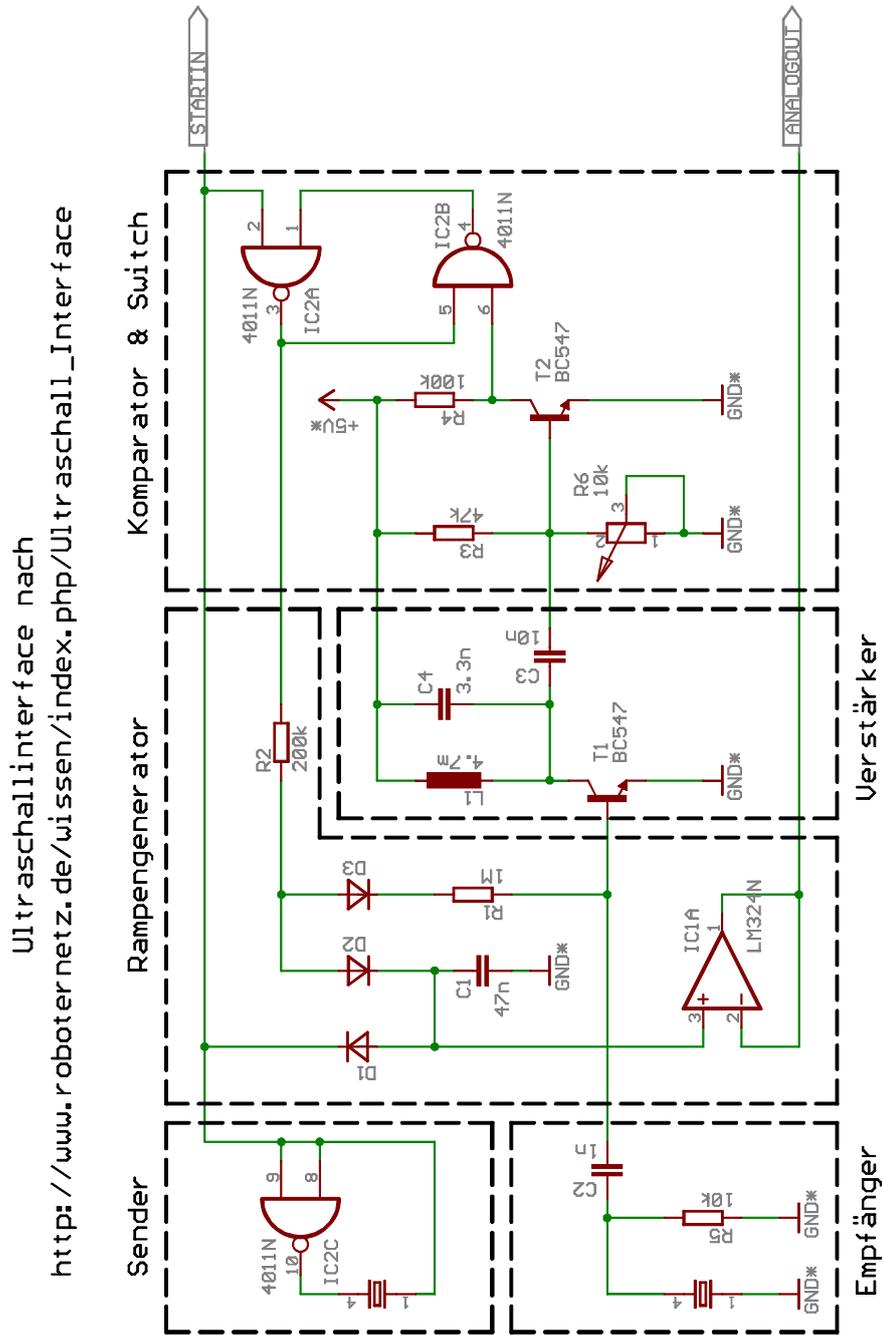


Abbildung 2.1.: Ultraschallinterface

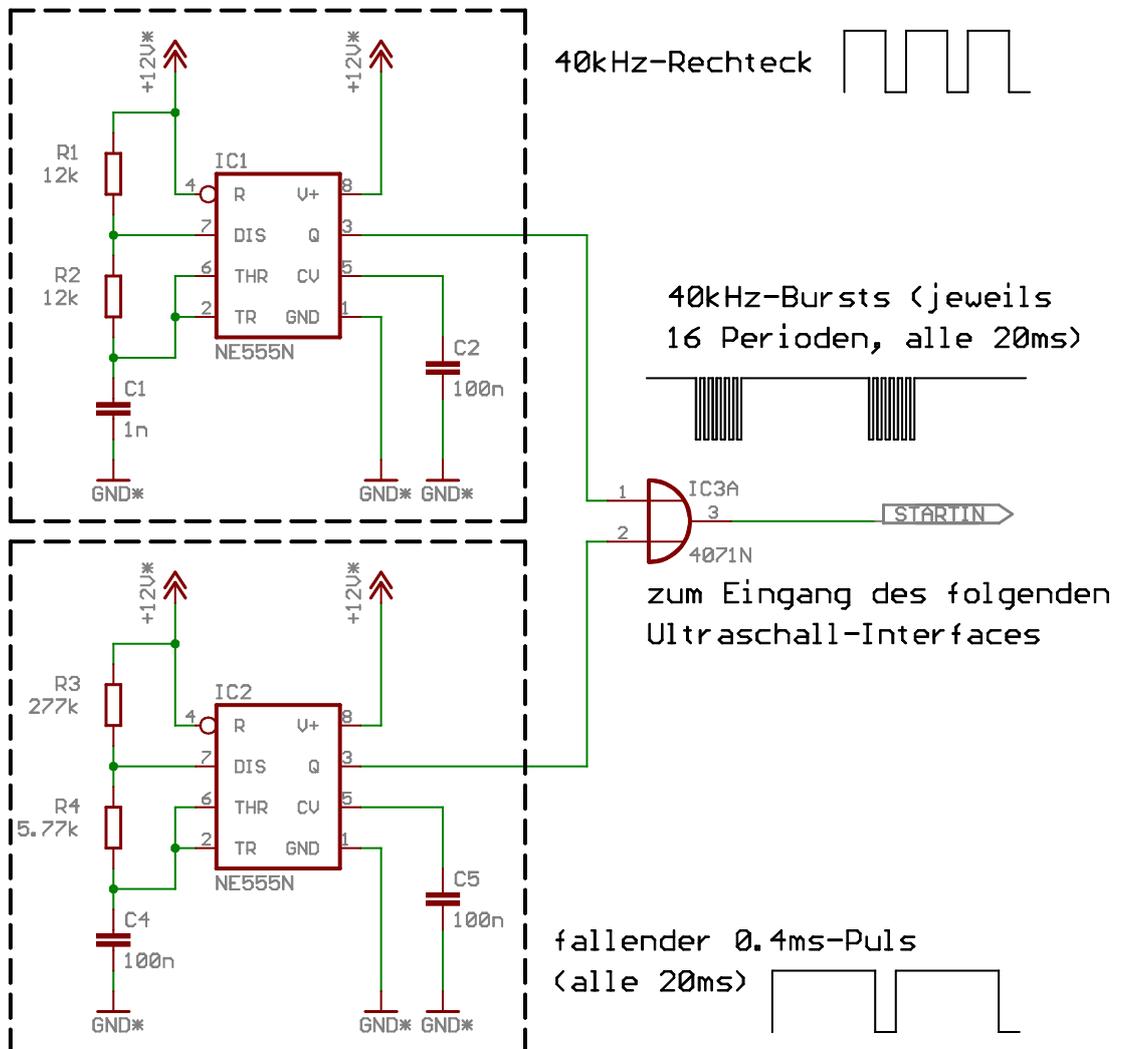


Abbildung 2.2.: Ultraschall-Burstgenerator

Der obere Timer in [Abb. 2.2](#) liefert ein kontinuierliches Rechtecksignal mit einer Frequenz von 40 kHz. Um daraus einen 16 Perioden langen Burst auszuschneiden, generiert der zweite Timer ein Rechtecksignal, welches alle 20 ms für 0,4 ms auf LOW springt und ansonsten HIGH bleibt. Beide Timerausgänge werden über ein OR-Gatter miteinander verknüpft und liefern so die gewünschte Burstfolge für das Ultraschallinterface.

2.3.3. Kapazitive Feuchtemessung

Die Feuchtemessung stellte sich als äußerst knifflig heraus, da es mit unseren Mitteln nur schwer möglich war, vernünftige Meßwerte zu ermitteln. Man kann in diesem Bereich viel mit Hochfrequenztechnik und elektromagnetischen Wellen arbeiten – beides war im Rahmen des Projektlabors leider nicht realisierbar.

Bei der kapazitiven Messung wird ein Kondensator in den Boden der Pflanze gebracht. Als Dielektrikum zwischen den beiden Kondensatorplatten befindet sich ein Material, welches Wasser aufnehmen kann. Die Kapazität des Kondensators ändert sich also mit der Bodenfeuchtigkeit. Diese Änderung ist jedoch so gering, daß wir sie kaum hätten messen können. Außerdem wäre es für verwertbare Meßergebnisse nötig gewesen, den Kondensator mit einer hochfrequenten Wechselspannung speisen.

2.4. Füllstandsmessung

Alle 3 Blumentöpfe, welche die Blumengießanlage bewässern kann, werden aus einem gemeinsamen Wasserreservoir versorgt. Obwohl zur Füllstandsüberwachung dieses Reservoirs bloß *ein* Sensor nötig ist, fertigten wir neben der momentan im Gerät benutzten Wasserdruckmessung auch eine Alternative, die mit Reedrelais arbeitet. Beide Varianten sollen im folgenden jeweils mit kompletter Schaltung und Platine vorgestellt werden.

2.4.1. Reedrelais

Mit Hilfe der Reedrelais soll der Wasserstand in einem Behälter gemessen werden. Dazu werden die Relais an der Außenwand befestigt, und im Inneren des Behälters wird ein Magnet auf einem Schwimmer angebracht. Es sind insgesamt 10 Relais vorhanden, die jeweils zu einem RS-Flipflop geführt werden ([Abb. 2.3](#)). Je nach Wasserstand schaltet der Magnet ein Relais durch, und es wird ein Flipflop gesetzt bzw. zurückgesetzt. Gib das Flipflop ein HIGH-Signal aus, so wird eine LED an der Frontplatte leuchten. Diese LEDs sollen der Benutzerin den Wasserstand in 5 Stufen angeben, wobei die unterste für „kaum Wasser vorhanden“ und die oberste für „Wasserbehälter ist voll“ steht. Steigt der Wasserpegel, so werden die Relais vom Magneten geschlossen und das Flipflop gesetzt. Die LEDs werden kontinuierlich leuchten, beginnend mit der untersten. Analog verhält es sich, wenn das Wasser aus dem Behälter gepumpt wird, um die Blumen zu gießen.

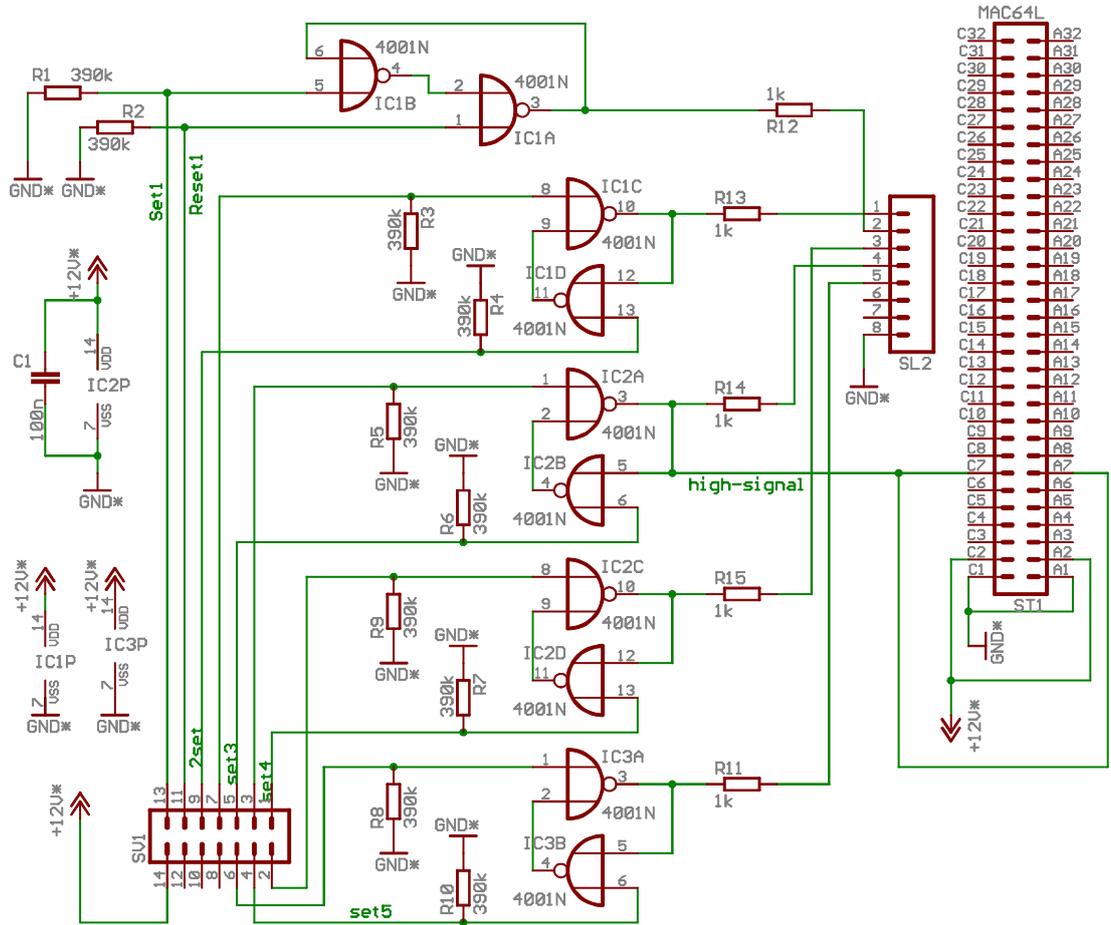


Abbildung 2.3.: Schaltbild der Reedrelais

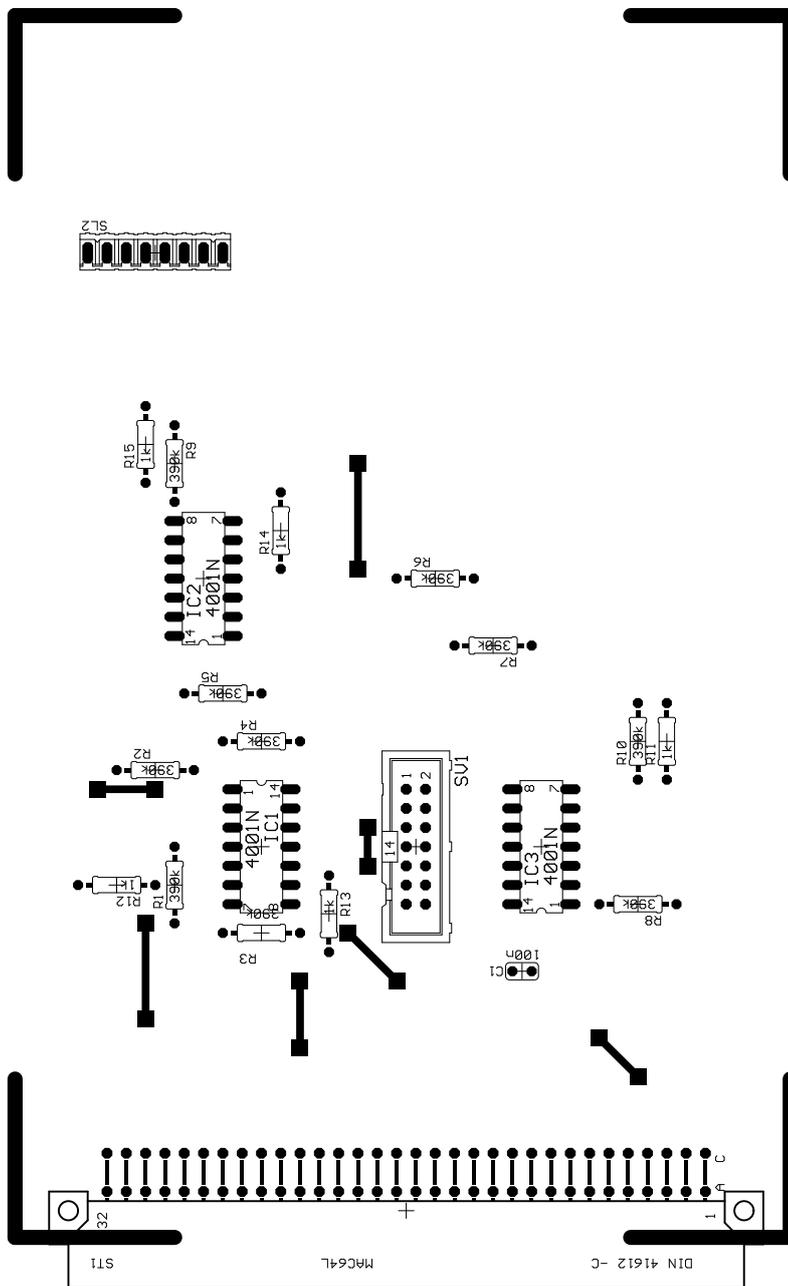


Abbildung 2.4.: Platinenlayout der Reedrelais (Top-Layer und Bauteile)

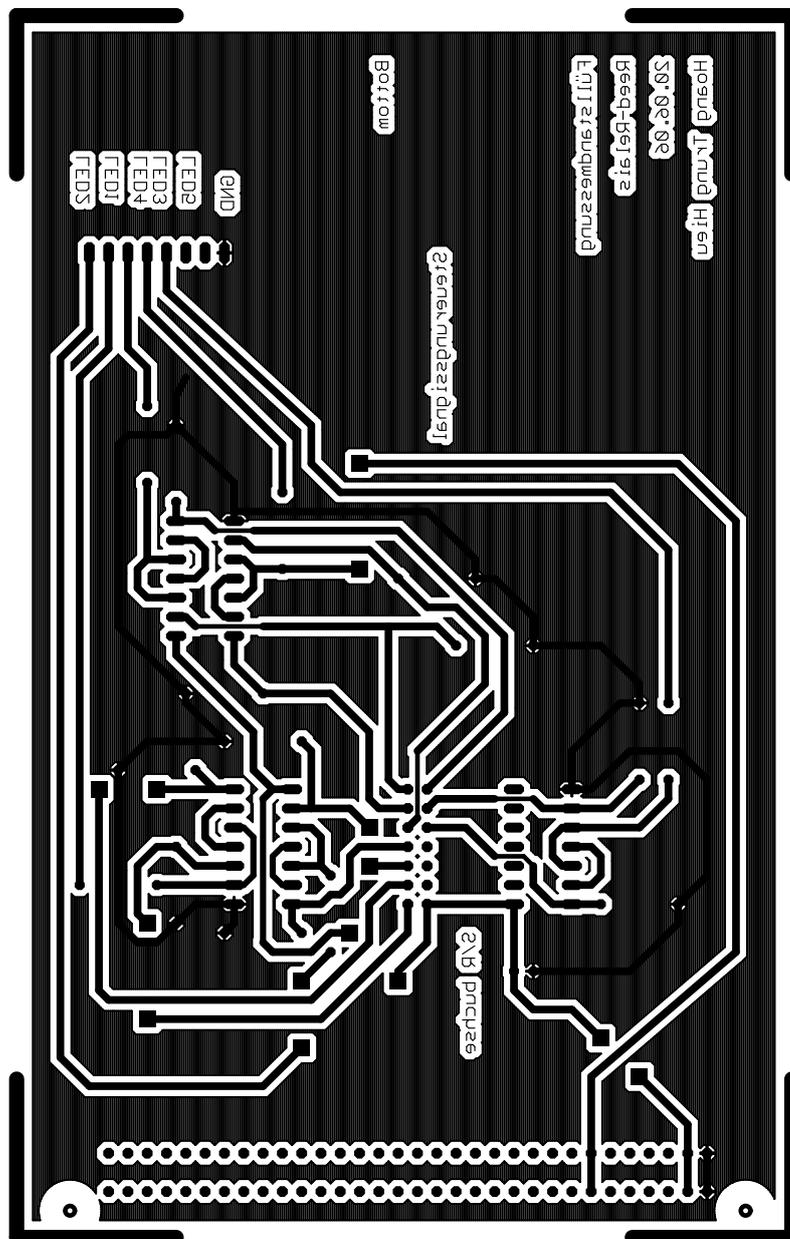


Abbildung 2.5.: Platinenlayout der Reedrelais (Bottom-Layer)

2.4.2. Wasserdruck

Da bei der Messung des Wasserstands mittels Reedrelais eine Leiste am Behälter befestigt werden muß (siehe [Abschnitt 2.4.1](#)) und ein Schwimmer zum Einsatz kommt, ist diese Meßmethode stark von den Abmessungen des verwendeten Wasserbehälters abhängig. Einen Vorteil bietet in diesem Punkt die Messung des Drucks, den die Wassersäule beispielsweise auf einen Sensor am Boden des Behälters ausübt. Eine Mechanik wie bei den Reedrelais entfällt somit.

Wie allgemein bekannt ist, hängt der hydrostatische Druck in Flüssigkeiten von der Höhe der Flüssigkeitssäule ab. Wird ein Drucksensor an fester Stelle im Wasserbehälter angebracht, verändert sich der Druck p , der auf die Sensormembran der Fläche A wirkt, mit der Höhe des darüberliegenden Wasservolumens, d. h. mit dem Wasserfüllstand.

$$\begin{aligned} p &= (h_0 - h)\rho g + p_0 \\ \Leftrightarrow h &= h_0 - \frac{p - p_0}{\rho g} \end{aligned}$$

Die Wasserhöhe h im Behälter läßt sich also aus Dichte ρ , Normalfallbeschleunigung g , einer Bezugshöhe h_0 (z. B. der maximalen Füllstandshöhe) und dem bei h_0 herrschenden (Luft-)Druck p_0 bestimmen.

Der von uns verwendete Drucksensor besitzt zwei Anschlüsse: Auf den einen wirkt der Luftdruck außerhalb des Behälters, während der andere sich im unteren Bereich des Behälters befindet und direkten Kontakt mit dem enthaltenen Wasser hat. Die Differenz beider Werte ergibt den Druck, den die Wassersäule allein ausübt. Dichteänderungen des Wassers mit der Temperatur und ähnliche Nebeneffekte können wir bei unserer Messung vernachlässigen, da es sich ohnehin um eine *qualitative* Erfassung des Füllstands handelt.

Aufbau

Die komplette Schaltung zur Druckbestimmung setzt sich aus folgenden Funktionsblöcken zusammen (siehe auch [Abb. 2.6](#)):

1. dem *Drucksensor*, welcher die Differenz zwischen Umgebungsdruck und Wasserdruck plus Umgebungsdruck mit einer Genauigkeit von $333 \mu\text{V}/\text{mbar}$ mißt.
2. einem *Tiefpaß* zwischen Drucksensor und nachfolgendem Verstärker, um Störsignale auszufiltern.
3. einer Verstärkerstufe in Form eines *Instrumentationsverstärkers*, der die Ausgangsspannung des Drucksensors in einen Bereich zwischen 0 und 10 Volt abbildet.
4. einer *Offsetkompensation*, die die Offsetspannung der Operationsverstärker und des Drucksensors kompensieren soll. Sie dient dem manuellen Abgleich der Schaltung.
5. einer *Ausgangsstufe*, die den Füllstand des Wasserreservoirs (voll oder leer) an die Regelung weitergibt und gleichzeitig eine detaillierte Visualisierung des Meßergebnisses mittels Leuchtdioden ermöglicht.

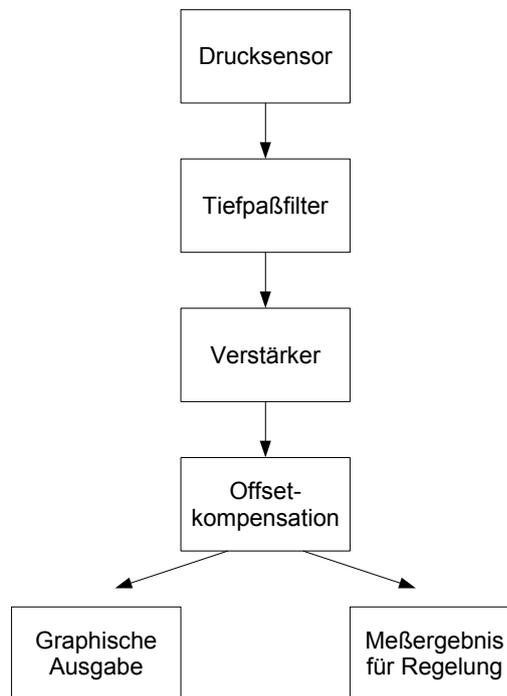


Abbildung 2.6.: Blockschaltbild der Füllstandsmessung mittels Drucksensors

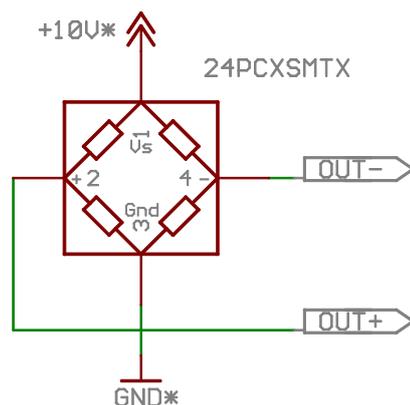


Abbildung 2.7.: Ersatzschaltbild des Drucksensors

Der Drucksensor Zum Einsatz kam der Drucksensor 24PC0250DSMT der Firma Sensortronics, welcher einen Meßbereich von 0 bis 250 mbar besitzt und mit einer Versorgungsspannung von 10 V arbeitet (siehe Datenblatt in [Abschnitt B.2](#)). Im Leerlauf liefert er an beiden Ausgängen die Hälfte der Versorgungsspannung. Die Spannungsdifferenz zwischen den Ausgängen (Pins 2 und 4, siehe [Abb. 2.7](#)) entspricht dem Druckunterschied zwischen den beiden Eingängen des Sensors.

Da auf dem Bus der Blumengießanlage nur 12 V zur Verfügung stehen, begrenzt eine Z-Diode (BZX79A10) diese Spannung, um den Drucksensor mit 10 V versorgen zu können (siehe [Abb. 2.8](#)). Aus dem Datenblatt der Diode ([Abschnitt B.3](#)) geht hervor, daß eine Leistung von $P_{\text{tot}} = 500 \text{ mW}$ nicht überschritten werden darf, woraus sich für den maximalen Strom durch die Diode folgender Wert ergibt:

$$I_{\text{max}} = \frac{P_{\text{tot}}}{10 \text{ V}} = 50 \text{ mA}.$$

Als Mindeststrom durch die Diode kann grob ein Zehntel von I_{max} angenommen werden, d. h.:

$$I_{\text{min}} = 5 \text{ mA}.$$

Mit einer durchschnittlichen Eingangsimpedanz von $5 \text{ k}\Omega$ zieht der Drucksensor bei 10 V Betriebsspannung etwa einen Laststrom von $I_L = 2 \text{ mA}$. Der Gesamtstrom durch die Spannungsbegrenzerschaltung mit Drucksensor beträgt also

$$I_{\text{ges}} = I_L + I_{\text{min}} = 7 \text{ mA}$$

und der Vorwiderstand R_{35} in [Abb. 2.8](#) hat somit eine Größe von

$$R_{35} = \frac{12 \text{ V} - 10 \text{ V}}{I_{\text{ges}}} \approx 300 \Omega.$$

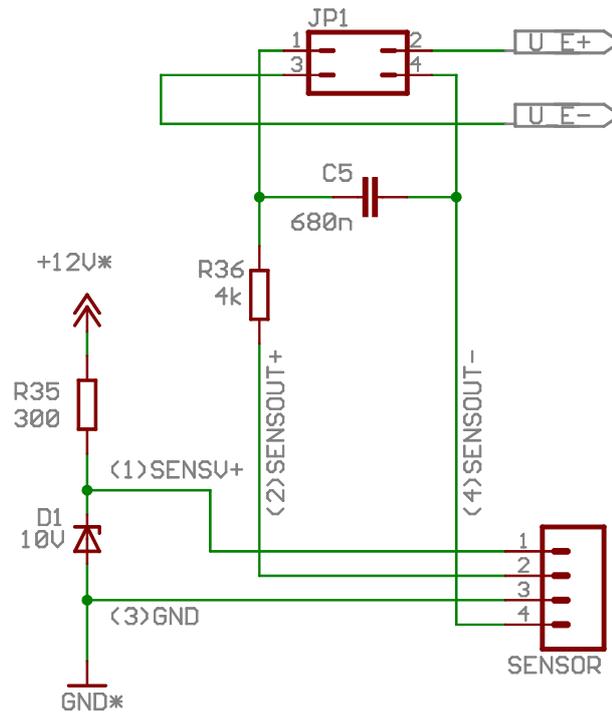


Abbildung 2.8.: Schaltbild für die Eingangsstufe der Drucksensorschaltung

Tiefpaßfilter Es handelt sich um einen passiven RC-Tiefpaß (R_{36} und C_5 in Abb. 2.8), welcher hochfrequente Störsignale ausfiltern soll, die über die Leitung zwischen Sensor und nachfolgender Schaltung aufgenommen werden. Da sich das gewünschte Ausgangssignal des Drucksensors relative langsam ändert – das Wasser wird nicht schlagartig komplett abgepumpt –, kann die Kombination aus Kondensator und Widerstand derart gewählt werden, daß bereits Spannungen mit geringen Frequenzen ausgefiltert werden. Der verwendete Tiefpaß hat seine Grenzfrequenz bei $\omega_g \approx 370$ Hz.

Instrumentationsverstärker Dieser Differenzverstärker (Abb. 2.9) verstärkt die Spannung $\Delta U = U_{e+} - U_{e-}$, welche zwischen den beiden Ausgängen des Drucksensors abfällt. Dabei kann durch R_{27} die Verstärkung verändert werden, um die Schaltung an unterschiedlich große Wasserbehälter anzupassen. Die Ausgangsspannung der Verstärkerstufe berechnet sich aus

$$U_{\text{amp}} = \Delta U \cdot \left(1 + \frac{2R_{30}}{R_{27} + R_{28}}\right).$$

Der Widerstand R_{27} ist als Potentiometer mit einem Maximalwert von 500Ω ausgeführt. Die Verstärkung der gesamten Stufe bewegt sich daher in einem durch R_{27}

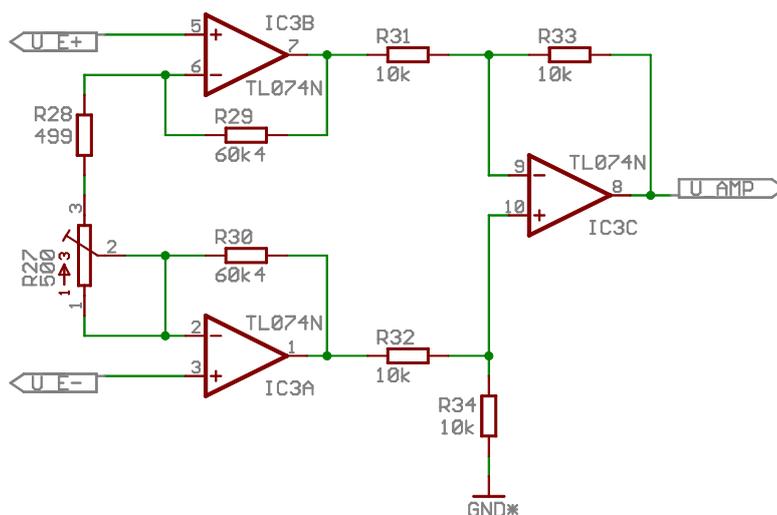


Abbildung 2.9.: Schaltbild des Instrumentationsverstärker

festgelegten Bereich:

$$\begin{aligned} \min(U_{\text{amp}}) &= \Delta U \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot 60,4 \text{ k}\Omega}{500 \Omega + 499 \Omega}\right) \\ &= 122 \cdot \Delta U \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \max(U_{\text{amp}}) &= \Delta U \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot 60,4 \text{ k}\Omega}{499 \Omega}\right) \\ &= 243 \cdot \Delta U. \end{aligned}$$

Offsetkompensation Die Offsetkompensation (Abb. 2.10) wurde als invertierender Verstärker realisiert, da dadurch eine Verstärkung mit dem Faktor 1 erreicht wird. Um jedoch ein positives Signal am Ausgang auszugeben, müssen die Anschlüsse des Drucksensors vertauscht werden. Das Potentiometer R_{28} dient dazu, den Grad der Kompensation zu regeln. Der virtuelle Nullpunkt kann dabei in beide Richtungen verschoben werden. Der Bereich wurde wie folgt ermittelt:

$$\begin{aligned} \frac{U_{R_{26}}}{U_{\text{ges}}} &= \frac{R_{26}}{R_{24} + R_{25} + R_{26}} \\ \Leftrightarrow U_{R_{26}} &= \frac{R_{26}}{R_{24} + R_{25} + R_{26}} \cdot U_{\text{ges}} \\ &= \frac{500 \text{ k}\Omega}{953 \text{ k}\Omega + 500 \text{ k}\Omega + 953 \text{ k}\Omega} \cdot 24 \text{ V} \\ &= 4,98 \text{ V} \end{aligned}$$

Die Verstärkung ergibt sich aus dem Verhältnis von R_{22} zu R_{23} und beträgt 1.

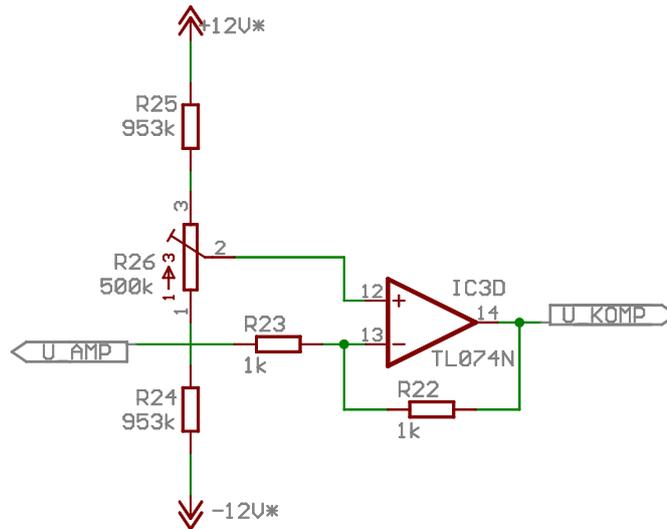


Abbildung 2.10.: Schaltbild der Offsetkompensation

Ausgangsstufe Um der Benutzerin den aktuellen Wasserfüllstand auf einer LED-Leiste anzeigen zu können, muß der analoge Spannungswert, den der Drucksensor liefert, quantisiert werden (Abb. 2.11). Über die Widerstandsstrecke R_{16} bis R_{21} wird jedem der 5 Komparatoren eine Referenzspannung vorgegeben, bei der er umschaltet. Alle Komparatoren sind als Schmitt-Trigger ausgeführt, um ein Flimmern der Ausgangsspannung um den Umschaltpunkt zu verhindern und dadurch ein flackerfreies Ein- und Ausschalten der LEDs zu ermöglichen.

Die Formel zur Berechnung lautet:

$$U_{k_1, k_2} = U_{\max, \min} \frac{R_1}{R_2},$$

wobei R_1 der Vorwiderstand ist und R_2 der mitgekoppelte Widerstand. Damit die Leuchtdioden in Sperrichtung nicht zerstört werden, laufen alle Operationverstärker im Single-Supply-Betrieb. Für unsere Schaltung lauten die Gleichungen:

$$\begin{aligned} U_{k1} &= 11,4 \text{ V} \cdot \frac{1 \text{ k}\Omega}{60,4 \text{ k}\Omega} \\ &= 0,2 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{k2} &= 0,2 \text{ V} \cdot \frac{1 \text{ k}\Omega}{60,4 \text{ k}\Omega} \\ &\approx 0 \text{ V}. \end{aligned}$$

Da die Operationsverstärker im Single-Supply-Betrieb arbeiten, ist die zweite Gleichung uninteressant bzw. nicht aussagekräftig.

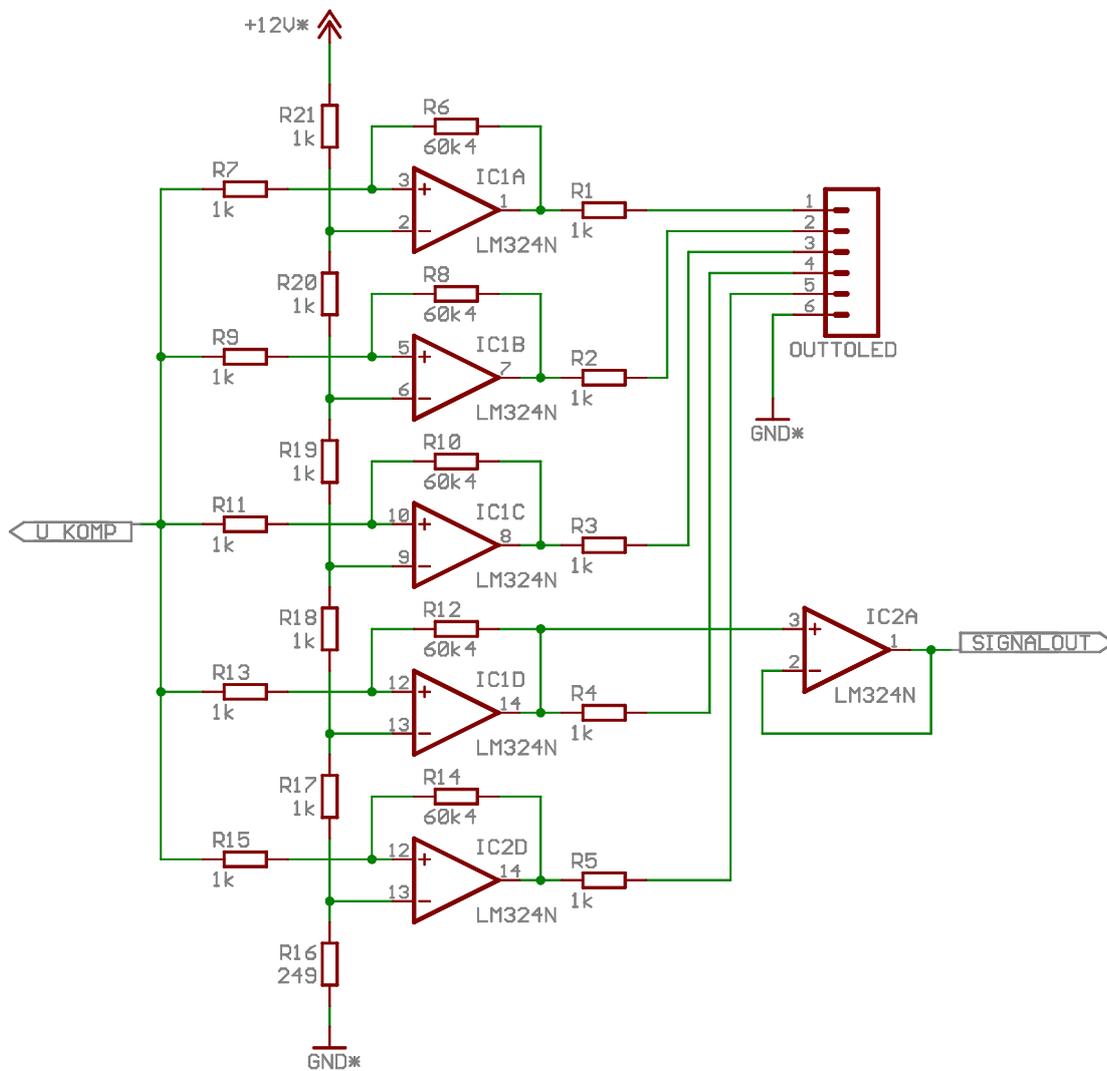


Abbildung 2.11.: Ausgangsstufe der Druckmessung

Solange der *vorletzte* Komparator (IC_{1D} in [Abb. 2.11](#)) positiv durchschaltet, liegt am Ausgang der Schaltung (SIGNALOUT) ein HIGH-Pegel an. Wird mehr Wasser abgepumpt, fällt die Spannung am positiven Eingang des IC_{1D} unter die Umschaltswelle und die Regelung erhält am SIGNALOUT einen LOW-Pegel. Dieses frühe Signalisieren von „Behälter leer“ soll einen zeitlichen Puffer ermöglichen, in dem z. B. die Pumpe einen längeren Gießzyklus beenden kann.

Der IC_{2A} am Ausgang ist als Impedanzwandler ausgeführt und dient somit als Entkopplung zwischen Drucksensorschaltung und Schaltung der Regelungsgruppe, die das Signal SIGNALOUT weiterverarbeitet.

Probleme

In der Testphase fiel auf, daß man die Ausgänge des Drucksensors sehr leicht vertauschen kann. Abhilfe sollte ein Jumper am Eingang der Verstärkerstufe schaffen, mit dem sich ein falsch angelöteter Drucksensor unkompliziert korrigieren läßt (JP_1 in [Abb. 2.8](#)). Beim späteren Bestücken der Platine wurde jedoch die Leiterbahn unter dem Jumper so stark beschädigt, daß wir ihn durch eine Drahtbrücke ersetzen mußten. Die als Hilfe gedachte Ergänzung ist somit leider nicht benutzbar.

Ein weiteres Problem trat mit der fertigen Platine auf: Die verstärkte Ausgangsspannung des Drucksensors war nicht hoch genug, um den höchsten Komparator in der Ausgangsstufe (IC_{1A} in [Abb. 2.11](#)) umzuschalten. Die OPVs in der Verstärkerstufe ([Abb. 2.9](#)) arbeiteten bereits im Sättigungsbereich. Die oberste LED der Füllstandsanzeige leuchtete also auch dann nicht, wenn der Wasserbehälter voll gefüllt war. Als einzige Maßnahme blieb uns das nachträgliche Verkleinern des Widerstandes R_{28} in der Verstärkerstufe, um die Verstärkung zu erhöhen.

Einen unüberlegten Kurzschluß des negativen Drucksensorausgangs auf Masse überlebte der Sensor glücklicherweise ohne bleibende Schäden.

Platinenlayout

Sowohl die Sensorschaltung ([Abb. 2.14](#)) als auch der Drucksensor und die LED-Leiste ([Abb. 2.15](#)) wurden jeweils auf separaten Platinen umgesetzt und durch Steckverbinder miteinander verbunden.

Der Kondensator C_5 im Eingangstiefpaß wurde versehentlich in einem falschen Rastermaß bestellt und auch so auf der Platine verbaut. In der Liste der Bauelemente ([Liste A.2](#)) ist er jedoch korrekt aufgeführt.

Der Jumper JP_1 in [Abb. 2.8](#) ist aus oben erwähnten Gründen nicht auf der bestückten Platine zu finden.

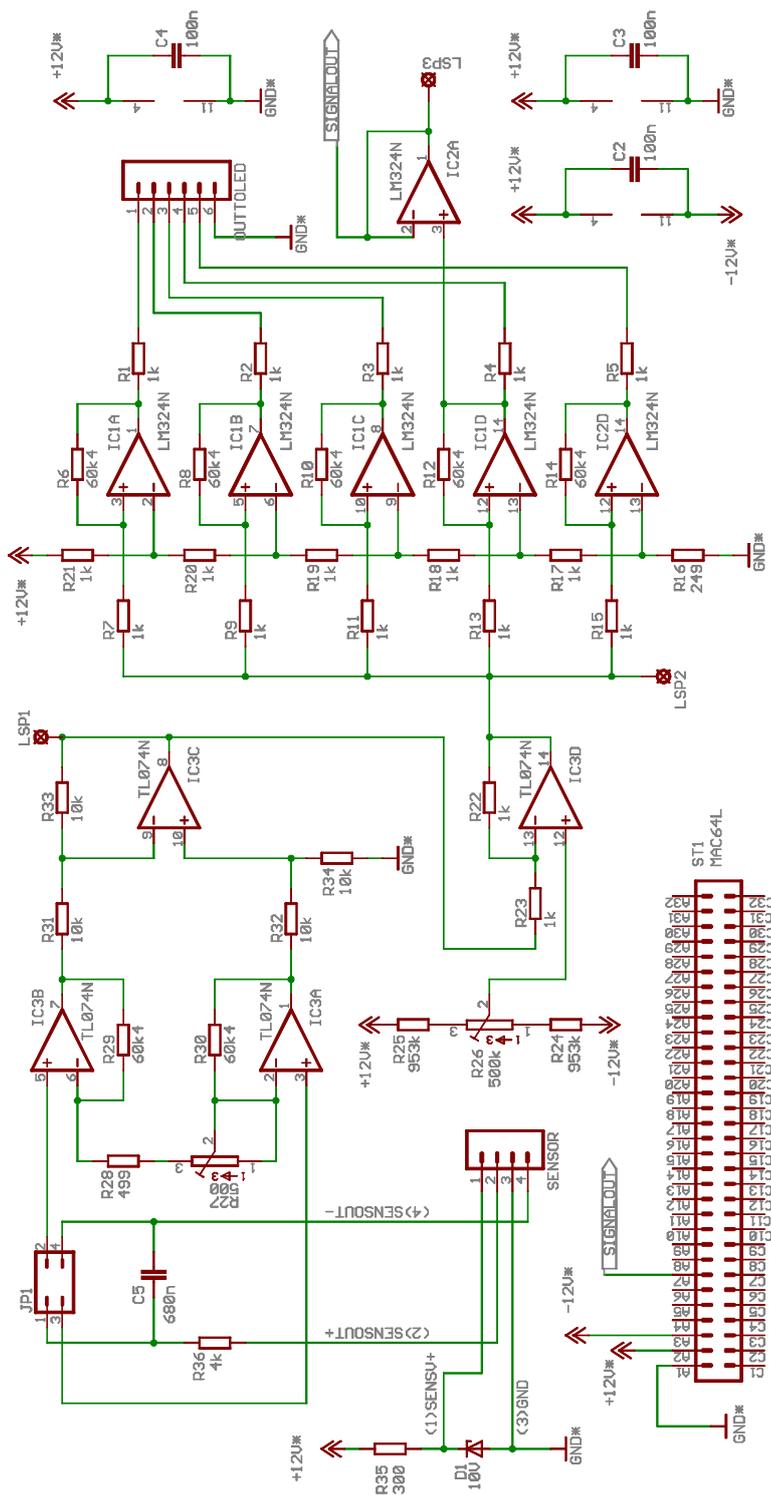


Abbildung 2.12.: Gesamtschaltbild der Drucksensorschaltung

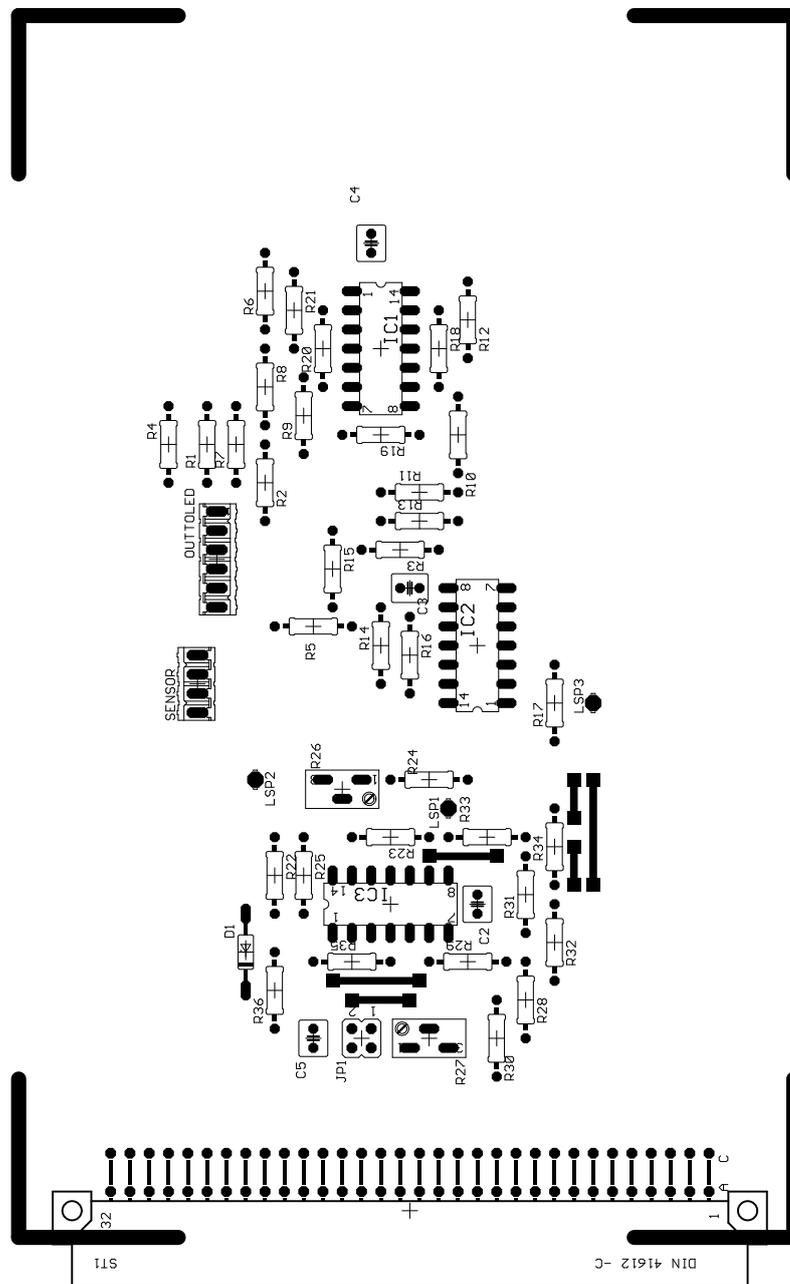


Abbildung 2.13.: Platinenlayout der Drucksensorschaltung (Top-Layer und Bauteile)

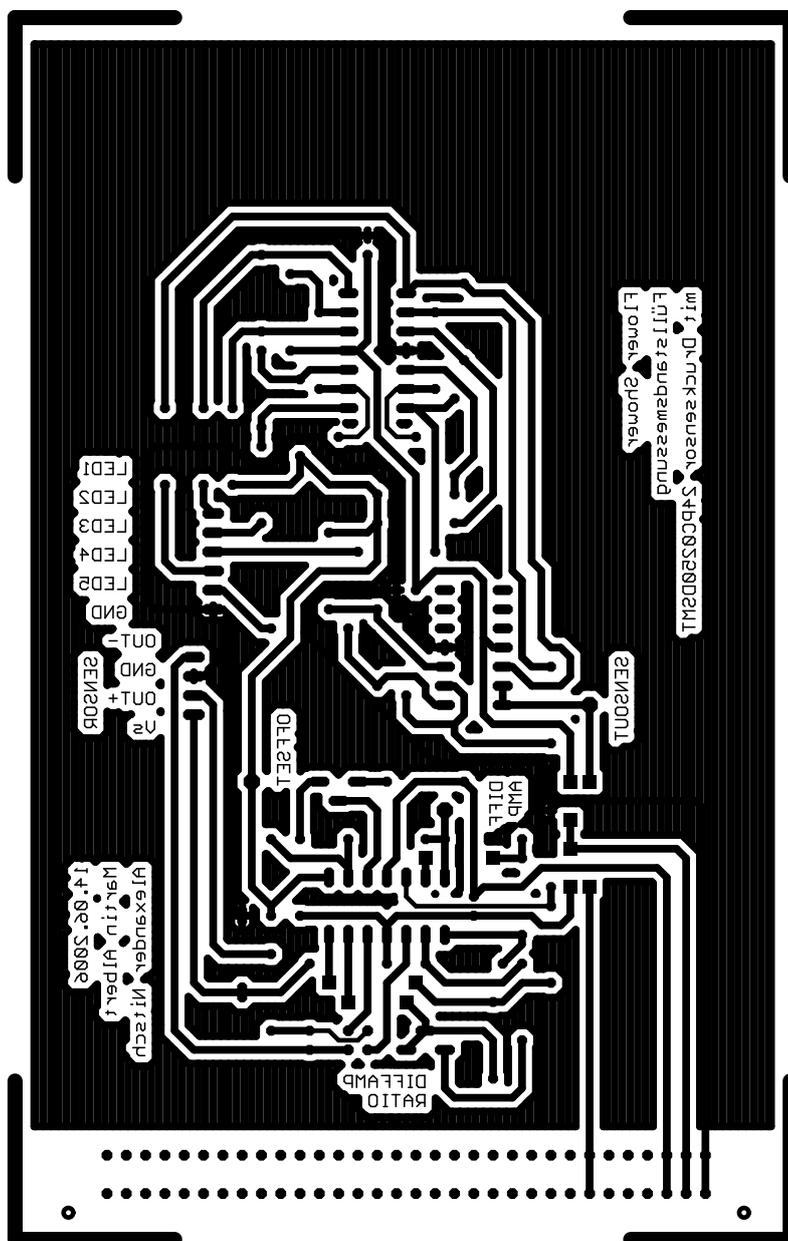


Abbildung 2.14.: Platinenlayout der Drucksensorschaltung (Bottom-Layer)

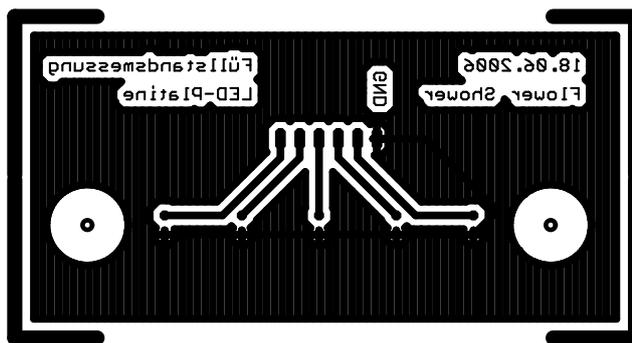


Abbildung 2.15.: Platinenlayout der LED-Füllstandsanzeige für die Druckmessung

2.5. Bodenfeuchtemessung

Die Blumengießanlage kann 3 Töpfe getrennt voneinander überwachen und mit Wasser versorgen. Für die Bodenfeuchtemessung waren somit selbstverständlich 3 Sensoren nötig. Anstatt einen Sensor zu konzipieren und diesen dreimal zu bauen, entwarfen und fertigten wir zwei unterschiedliche Typen, die auf sehr unterschiedliche Art und Weise die Feuchtigkeit der Blumenerde im Topf messen.

2.5.1. Impedanz

Konzept Die Leitfähigkeit des Bodens hängt (auch) von dessen Wassergehalt ab. Die Messung über zwei Elektroden direkt im Boden würde jedoch durch den Salzgehalt zu stark verfälscht, weshalb wir die Feuchtigkeit indirekt über einen Gipsblock maßen, der im Blumentopf versenkt wurde und vollständig von Blumenerde umgeben ist (Referenzblockmethode). Um diesen Block direkt ans Gerät anschließen zu können, bauten wir eigens einen Gipssensor, welcher aus vergoldetem Drahtnetz und einem ebenfalls vergoldeten Metallstab (beides als Elektroden) besteht, die mit Gips ausgegossen wurden ([Abb. 2.16](#)). Um Elektrolyse in der Blumenerde zu verhindern, liegt am Gipssensor eine Wechselspannung an. Unser Konzept besteht darin, die Impedanzänderung des Sensors elektronisch auszuwerten.

Umsetzung Als Wechselspannung haben wir ein symmetrisches Dreieckssignal erzeugt, welches über einen Vorwiderstand auf den Gipssensor eingepreßt wird ([Abb. 2.17](#)). Der Pegel des so entstandenen Spannungsteilers wird gleichgerichtet und mit einem Tiefpaß gefiltert. So bekommt man eine Gleichspannung, die proportional zur Impedanz des Gipssensors ist.

Der Dreiecksgenerator besteht aus einem Schmitt-Trigger und einem Integrator, die wechselseitig verschaltet sind. Beim Gleichrichter sollen die Spannungspegel erhalten bleiben, weshalb dem Dreiecksgenerator ein Synchrongleichrichter ([Abb. 2.18](#)) nachgeschaltet wurde. In ihm ist auch die Tiefpaßfilterung integriert. Zuletzt wird noch der Sinn des Spannungsanstiegs vertauscht, um zu erreichen, daß bei feuchtem Boden ei-

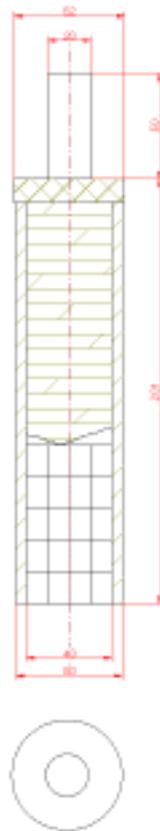


Abbildung 2.16.: Gipsensor für die Bodenfeuchtemessung

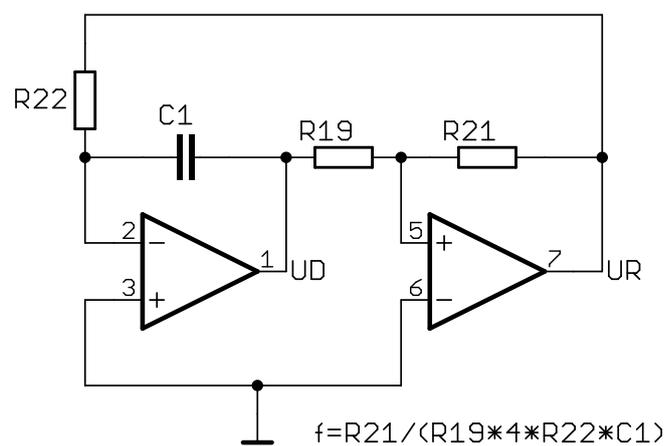


Abbildung 2.17.: Dreiecksgenerator

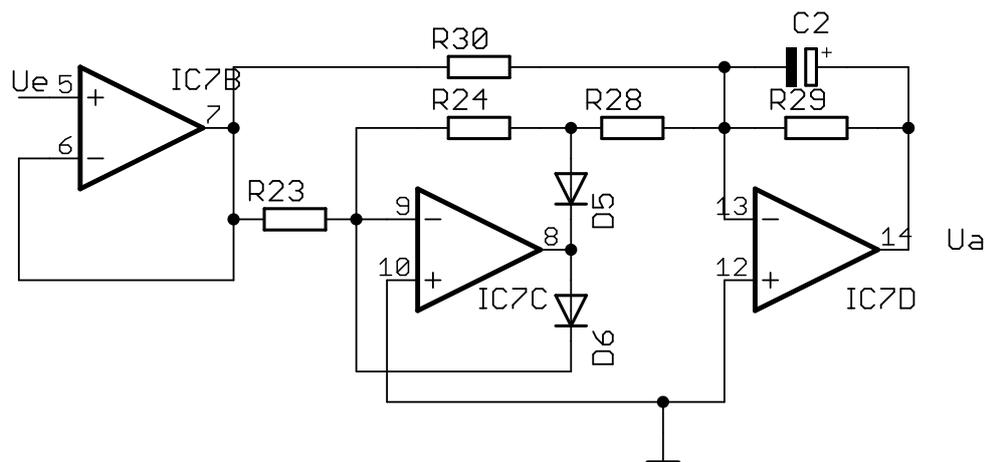


Abbildung 2.18.: Synchrongleichrichter

ne niedrige und bei trockenem eine hohe Spannung ausgegeben wird. Dazu wird die Ausgangsspannung des Gleichrichters von 10 V mit einem Subtrahierer abgezogen. Die Gesamtschaltung ist in [Abb. 2.19](#) dargestellt.

Wie bei der Füllstandsmessung wird auch bei der Feuchtemessung das Meßergebnis über LEDs an der Frontseite des Gerätes visualisiert ([Abb. 2.20](#)). Als LED-Treiber kam hier der integrierte Schaltkreis LM3914 zum Einsatz (Datenblatt in [Abschnitt B.5](#)).

2.5.2. Tensiometer

Eine sehr zuverlässige Art der Bodenfeuchtemessung nutzt das Tensiometer. Bodenporen können durch Kapillarwirkung Wasser aufsaugen und so einen Unterdruck erzeugen. Ein mit Wasser gefüllter Tonkegel läßt nur Wasser, aber keine Luft hindurch. Deshalb kann sich der Unterdruck auch im Kegel ausbilden.

Am Ende des Schlauchs ist ein Differenzdruckmesser angeschlossen. Die verwendete Schaltung ist prinzipiell die gleiche wie im Abschnitt „[Instrumentationsverstärker](#)“, hier allerdings mit integrierter Offsetkompensation direkt im Verstärker ([Abb. 2.22](#)). Ein nachgeschalteter Subtrahierer erzeugt wiederum den richtigen Spannungssinn, da bei trockenen Böden der Unterdruck am größten und damit die Saugspannung maximal ist.

Alle 3 Feuchtesensoren (2 Impedanzmesser, 1 Tensiometer) wurden auf einer gemeinsamen Platine untergebracht ([Abb. 2.23](#) und [Abb. 2.24](#)) und teilen sich eine gemeinsame LED-Anzeige, deren Schaltung ([Abb. 2.20](#)) sich ebenfalls auf der Platine befindet. Mit einem Schalter an der Gerätevorderseite kann die Anzeige auf jeweils einen der drei Feuchtesensoren umgeschaltet werden.

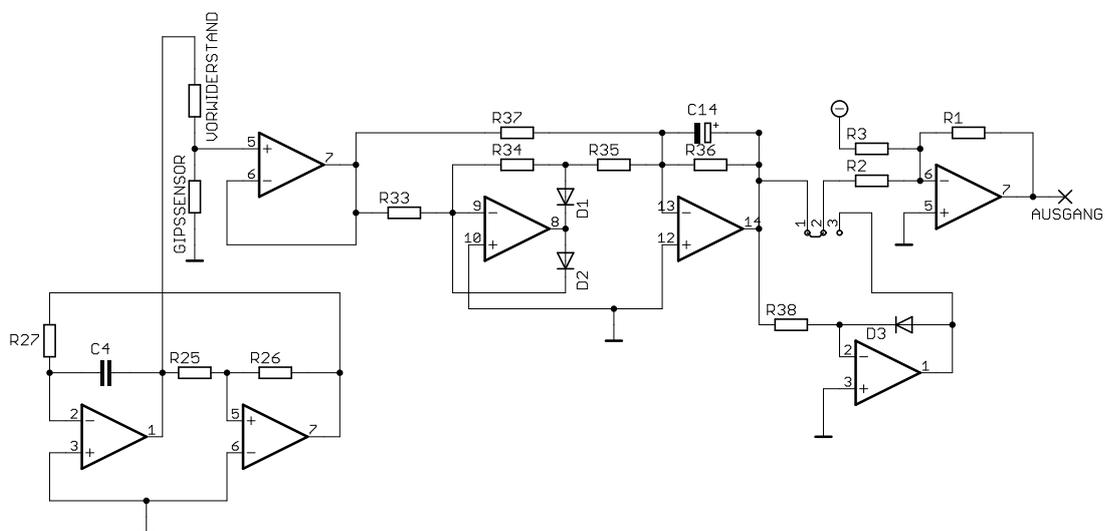


Abbildung 2.19.: Schaltbild des Impedanzsensors

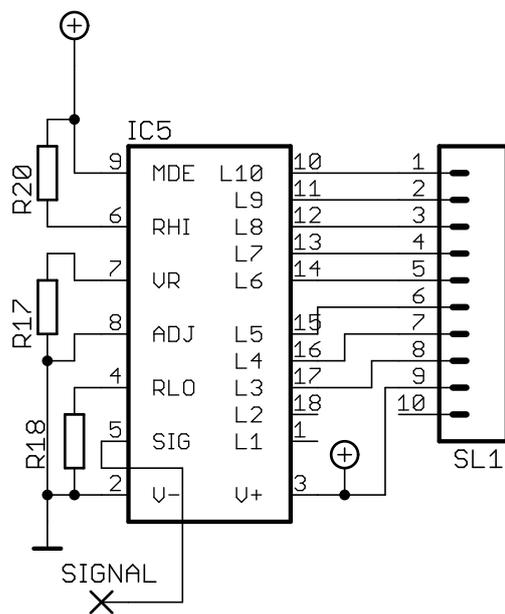


Abbildung 2.20.: LED-Steuerung der Feuchtemessung



Abbildung 2.21.: Blumat-Tonkegel als Grundlage des Tensiometers

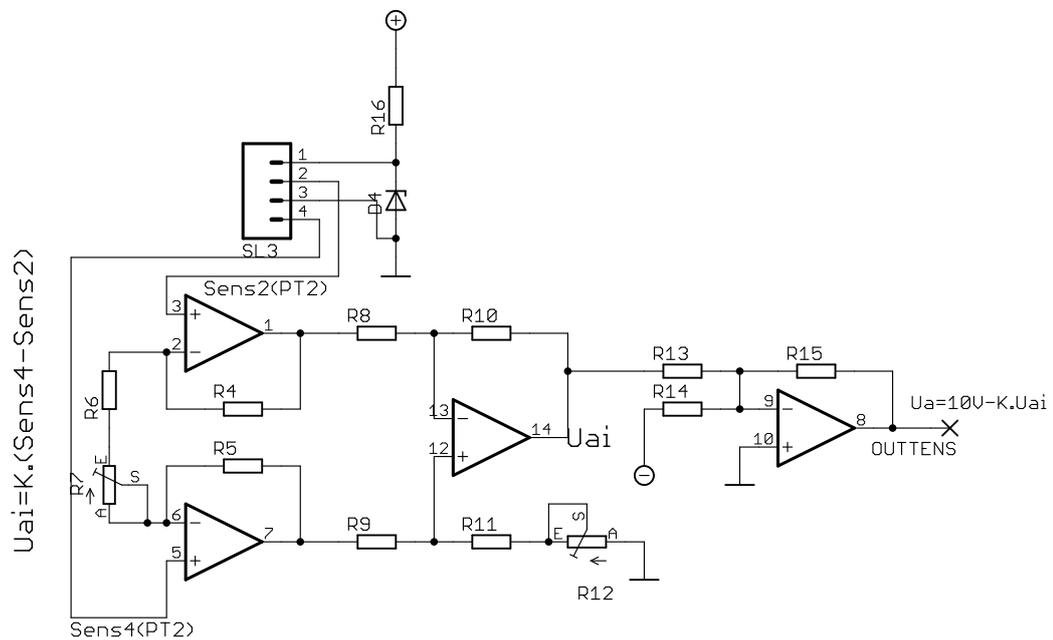


Abbildung 2.22.: Schaltbild des Tensiometers

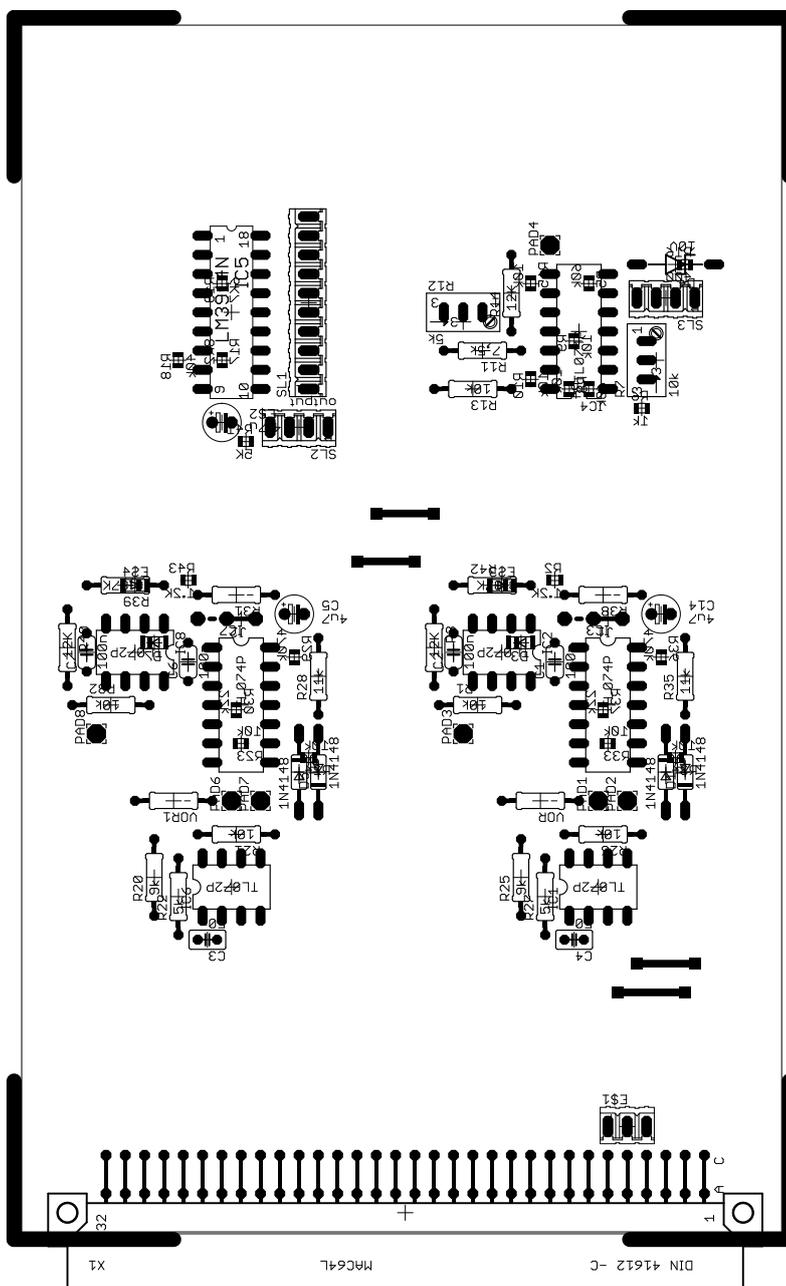


Abbildung 2.23.: Platinenlayout der Feuchtigkeitsmessung (Top-Layer und Bauteile)

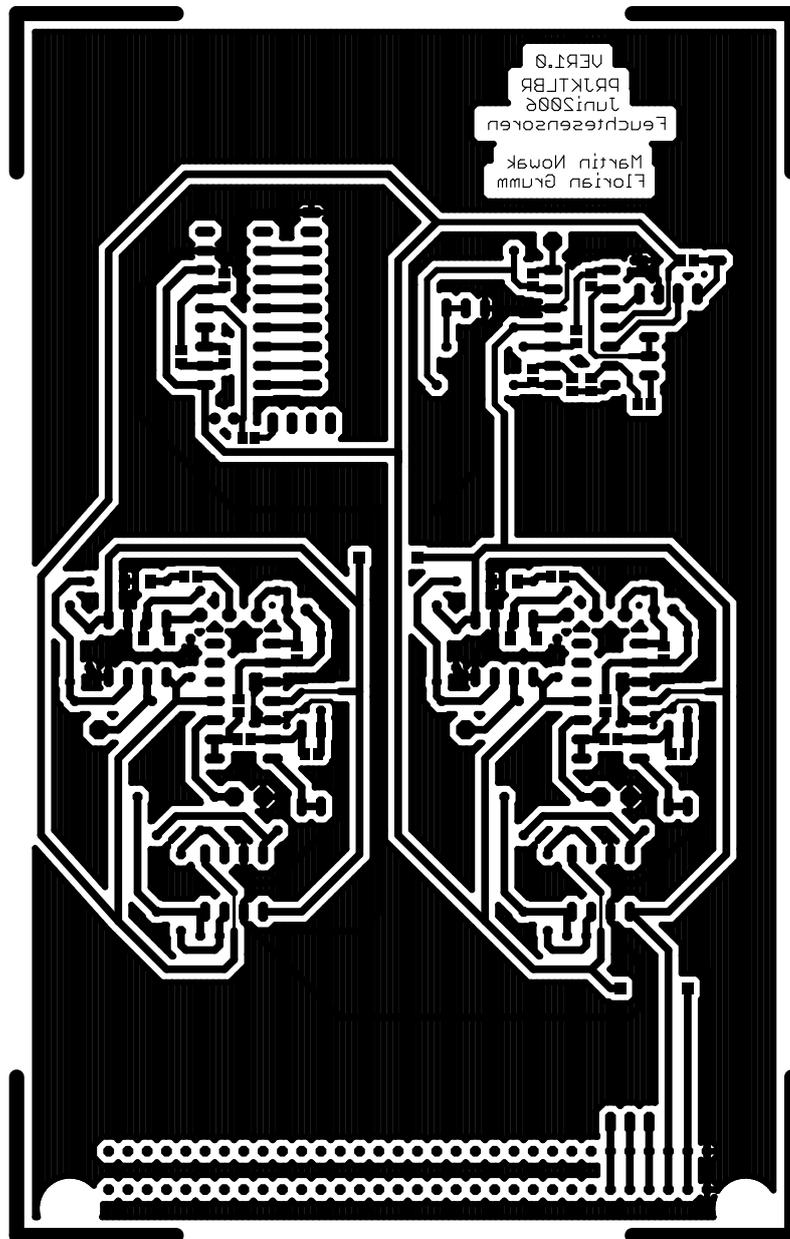


Abbildung 2.24.: Platinenlayout der Feuchtigkeitsmessung (Bottom-Layer)

3. Regelung

3.1. Gruppenmitglieder



Adel Abdallah: Als Stefan und Yo bei uns im Labor von ET-1a vorbeikamen und uns über das Projektlabor erzählt haben, hab ich mir gedacht, das muß man machen. Und so war es.

Die Idee des Projektlabors, besonders für die Studierenden, ist einfach eine tolle Idee. Dabei hab ich wirklich genau verstanden, was Team-Arbeit ist! Hier habe ich einfach beim Praktizieren und Recherchieren für mein Referat gelernt, Verantwortung für mein Teilprojekt zu übernehmen.

Und das alles hat mir Spaß gemacht. Die Atmosphäre, die wir genossen haben, ist einfach geil. Das Projektlabor hat es uns angeboten bevor wir Ingenieure geworden sind, und das ist einfach toll. Und das Schönste dabei ist,

daß am Ende die Anlage funktionsfähig ist und darauf sind wir stolz trotz der niedrigen Zahl der Teilnehmer pro Gruppe.

Dennis Pommer: Auch wenn die Zahl unserer Gruppenmitglieder immer kleiner wurde (von anfänglich sechs auf vier) und die Arbeit dementsprechend mehr, hat mir das Projektlabor sehr gut gefallen. Es ist schon ein toller Prozeß: von einer Simulation zu einem Testaufbau, von einem Platinenlayout zu einer fertigen Platine. Das nötige Grundwissen wurde durch Referate erarbeitet und gut von der Gruppe angewendet. Es entsteht eine unglaubliche Motivation viel Zeit zu investieren.

Eine Sache, die ich vermißt habe: Ich hatte mir ein wenig mehr Wissen der Tutoren in Form von Verbesserungsvorschlägen erhofft. Ein Beispiel: Wenn das Platinenlayout erstellt wird, könnten Ratschläge, die aus Erfahrung resultieren („Mach das mal so, weil man später besser ...“) gegeben werden.





Otto Eichert: Das Projektlabor hat mir sehr gut gefallen. Es ist technisch und vor allem hinsichtlich der Betreuung top ausgestattet, was ich als Gasthörer bei heutigen Haushaltslagen kaum für möglich gehalten hätte. Ich habe fachlich sehr viel mitgenommen, und solche eine Learning-by-doing-Weise macht mir am meisten Spaß und läßt am meisten hängenbleiben. Auf jeden Fall weiterempfehlenswert!

Die Zusammenarbeit in der Gruppe hat gut geklappt. Man konnte von neu erarbeitetem oder schon vorhandenem Wissen der anderen profitieren. Und wenn man bedenkt, daß wir immer weniger wurden und unser Part trotzdem [fast :-)] funktioniert, kann man ganz stolz sein.

Anja Kohfeldt: Das Projektlabor ist prinzipiell eine gute Sache, wir haben viel gelernt, gerade auch, was soziale Kompetenzen angeht, und endlich auch mal das ausprobieren können, was wir sonst nur von Folien und Büchern kennen. Es ist ein unglaubliches Gefühl, wenn man sich was ausgedacht hat, was dann in der Praxis auch funktioniert (ich hab mich schon lange nicht mehr so über blinkende LEDs gefreut). Allerdings hat dies auch sehr viel Zeit gekostet, andere Fächer sind in diesem Semester deutlich zu kurz gekommen, und dabei wollte ich schon ein ruhiges Semester schieben ;-). Etwas mehr Hilfestellung hätte ich mir schon gewünscht.



3.2. Einleitung

Unsere Gruppe hatte die Aufgabe, sich um die Regelung der Anlage zu kümmern, quasi das Herzstück, wo alle Drähte zusammen laufen. Das bedeutete für uns:

- Auswertung der Sensorsignale
- Auswertung der eingehenden Fehlersignale
- Unterbrechung des Gießsignals und Darstellung des Fehlers im Fehlerfall
- Festlegung, wie gegossen werden soll
- Ausgabe des Gießbefehls

3.2.1. Grundkonzept

Von der Sensorgruppe bekommen wir zum einen das Feuchtigkeitssignal aus dem Blumentopf. Zuerst wird geprüft, ob dieses Signal mindestens 1 V groß ist. Falls nicht, gibt

es den Fehler, daß der Sensor nicht richtig angeschlossen wurde – eine Bewässerung des Topfes ist nun nicht möglich. Ist diese Bedingung aber erfüllt, wird das Signal zu einem Fensterkomparator weitergeleitet. Dieser vergleicht das Signal mit den Schwellwerten, die von der Benutzerin eingestellt wurden: ein unterer Wert, ab dem bewässert werden muß und ein oberer Wert, ab dem die Bewässerung nicht mehr notwendig ist. Dieses Fenster soll ein Flimmern verhindern, welches entsteht, wenn der Feuchtigkeitswert um einen Schwellwert herum auf und ab springt.

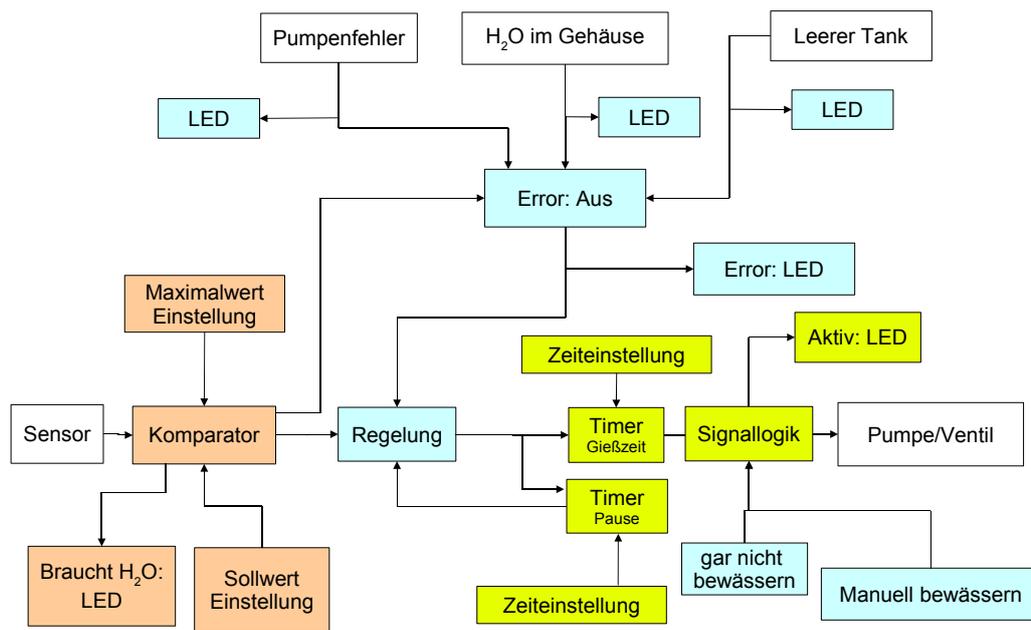


Abbildung 3.1.: Blockschaltbild der Gruppe Regelung

Ein weiterer Punkt unserer Steuerung ist die Auswertung von Störsignalen. Ist kein Wasser mehr im Tank, ist Wasser im Gehäuse der Anlage oder funktioniert die Pumpe nicht ordnungsgemäß, wird die Bewässerung bis auf weiteres unterbrochen. Liegt das Feuchtigkeitssignal unterhalb des unteren Schwellwertes, und liegt keine Störungsmeldung vor, so kann das Signal zum Bewässern an den ersten Timer weitergeleitet werden. Dieser Timer bestimmt die Dauer des Gießvorganges. Mit ihm wird aber auch ein zweiter Timer mit einer längeren Laufzeit aktiviert, welcher eine Verzögerung nach einem Gießintervall verursachen soll. Erst wenn der zweite Timer abgelaufen ist, kann, falls notwendig, ein zweiter Gießimpuls gestartet werden.

Um diese Aufgaben bewältigen zu können, haben wir uns in 3 Untergruppen geteilt. Eine kümmert sich um den *Fensterkomparator*, die nächste um die *Fehlersignalverar-*

beitung, und die dritte um die *Timer*. Durch den Verlust zweier Mitstreiter haben wir dann letztlich doch vieles gemeinsam gemacht. Zur Veranschaulichung unseres Konzeptes haben wir ein Blockschaltbild (Abb. 3.1) aufgestellt. Die farblichen Markierungen ordnen die Blöcke den einzelnen Untergruppen zu. Weiße Blöcke stellen dabei Eingänge und Ausgänge an die anderen beiden Gruppen dar.

orange Teilgruppe Komparator (Dennis und Otto)

blau Teilgruppe Fehlersignalverarbeitung (Anja und Tuan)

gelb Teilgruppe Timer (Adel und Khaled)

3.3. Komparator

Unsere Teilgruppe befaßte sich mit der Auswertung des Signals, das vom Feuchtesensor kommt. Dies geschieht auf zwei Weisen: Zum einen wird kontrolliert, ob der Sensor wirklich angeschlossen ist. Hierfür wird überprüft, ob mindestens eine Spannung von 1 V über den Bus kommt. Ist dies nicht der Fall, so wird dies als Fehler gewertet. Des weiteren werten wir den eigentlichen Wert des Signals aus. Wir haben uns für einen Fensterkomparator entschieden. Dieser hat eine obere und eine untere Schwelle. Unterschreitet das Signal des Feuchtesensors die untere Schwelle, so gibt der Komparator aus, daß gegossen werden muß, und zwar so lange, bis das Signal die obere Schwelle überschreitet. Die Schwellen sind manuell einstellbar.

Der Vorteil eines Fensterkomparators ist, daß ein „Klingeln“ verhindert wird. Hätten wir nur eine Schaltschwelle, so würde bei minimalem Unterschreiten der Schwelle das Signal zum Gießen kommen, und bei leichtem Anstieg dieses sofort wieder gestoppt werden. So kann der Topf keine Wasserreserven aufnehmen, das Fühlersignal „tanzt“ quasi um den Schwellwert.

3.3.1. Theorie

Die Schaltung (Abb. 3.2) besteht im wesentlichen aus einem Spannungsteiler mit zwei Potentiometern und einem Festwiderstand, zwei OPVs als Komparatoren und einem RS-Flipflop. Letzteres hatten wir nach Vorbild des NE555 selbst gebaut, entschieden uns dann aber doch für ein fertiges Flipflop-IC. Das Eingangssignal wird durch beide OPV-Komparatoren geschickt, wobei die Vergleichsspannungen die Spannungen über die regelbaren Widerstände R_1 und R_2 sind.

Durch Drehen an den veränderbaren Widerständen R_1 und R_2 , verändert man die abfallende Spannung und damit die Referenzspannungen für die Komparatoren. Der Festwiderstand R_3 zwischen den beiden Potis soll verhindern, daß obere Schwelle gleich untere Schwelle wird. In diesem Fall hätten wir wieder ein „Klingeln“. Ist das Signal kleiner als die untere Referenzspannung, wird das Flipflop zzurückgesetzt, am negierten Ausgang liegt ein HIGH, welches eine Freigabe im AND-Gatter erzeugt. Liegen dort keine weiteren Fehler vor, und läuft der Pausentimer gerade nicht, so können die Timer neu angetriggert und die Pflanze gegossen werden.

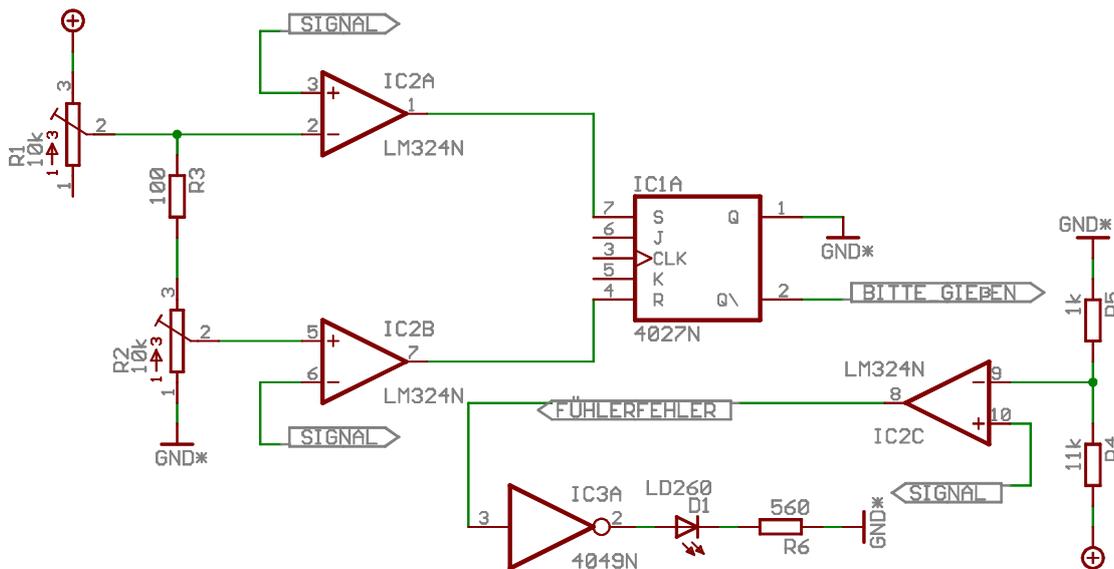


Abbildung 3.2.: Schaltbild des Fensterkomparators und des 1 V-Abgleichs

Jetzt steigt das Signal an, das Flipflop bleibt aber weiter inaktiv. Übersteigt das Signal die obere Grenze, ermittelt durch den zweiten OPV, wird das Flipflop gesetzt. Am negierten Ausgang liegt LOW an, und das AND-Gatter sperrt.

Das 1 V-Problem wurde mit festen Widerständen gelöst: Zwei Widerstände R_4 und R_5 , zwischen denen noch ein Potential von 1 V bezüglich Masse herrscht, werden als Referenzspannungserzeugung geschaltet. An einem OPV wird nun das Signal mit dieser Referenzspannung verglichen. Sollte eine Unterschreitung stattfinden, wird ein Fehlersignal erzeugt, welches zum AND-Gatter geführt wird.

3.3.2. Simulationsergebnisse

Die Simulation erwies sich schwierig für uns, da wir mit PSpice nicht in der Lage waren, CMOS-Bausteine zu simulieren. Wir sind daher schnell zum Testaufbau übergegangen. Hier funktionierte unsere Schaltung wie erwartet.

3.3.3. Probleme

Ursprünglich war geplant, das Flipflop durch Unterschreiten der unteren Schwelle zu setzen und durch Überschreiten der oberen Schwelle zurückzusetzen. Durch einen Fehler im Schematic des Layouts ist nun das Flipflop immer dann gesetzt, wenn nicht gegossen werden soll, also so, wie in der Theorie beschrieben. Dies ist nicht schön, funktioniert aber auch.

Ein weiteres Problem ist, daß sich die Schwellwerte nicht ganz unabhängig voneinander einstellen lassen, da sie Teil desselben Spannungsteilers sind. Dieses Problem haben wir leider nicht vollständig lösen können.

Der von uns ursprünglich vorgesehene OPV TL074N für den 1 V-Vergleich war nur bedingt single-supply-fähig. Wir haben ihn schließlich durch den LM324 (Datenblatt in [Abschnitt B.4](#)) ersetzt, danach funktionierte alles wie gewünscht.

3.4. Fehlersignalverarbeitung

Wir haben uns mit der Verarbeitung der eingehenden Fehlersignale befaßt. Diese Fehlersignale treten in folgenden Fällen auf:

- Wasser ist im Gehäuse
- Tank ist leer
- Pumpe fördert kein Wasser
- Feuchtesensor ist nicht richtig angeschlossen

Tritt irgendwo im Gerät ein Fehler auf, so schaltet das Gerät ab, ein weiteres Gießen der Pflanzen ist nicht mehr möglich. Zur Lokalisierung des möglichen Fehlers soll im Fehlerfall eine LED leuchten. Hinzu kommt die Verarbeitung des Ausgangssignals des Komparators und die Rückkopplung des Pausentimers, sowie die manuelle Steuerung. Unter manueller Steuerung ist das Abschalten des Gerätes sowie das Gießen auf Knopfdruck durch die Benutzerin zu verstehen.

3.4.1. Verschiedene Konzepte

Die erste Idee war, die Schaltung analog umzusetzen. Hier wollten wir Transistoren als Schalter in Reihe verwenden, wobei die Eingangssignale an der Basis angeschlossen worden wären. Im Fehlerfall wäre kein Basisstrom geflossen, der Transistorschalter wäre offen und der Stromfluss durch diese Reihe unterbrochen. Da der allgemeine Trend aber doch in Richtung Digitaltechnik ging, und Transistoren in Wirklichkeit keine idealen Schalter darstellen, d. h. im geschlossenen Zustand immer noch Spannung abfällt und im geöffneten Zustand ein gewisser Reststrom fließt, haben wir uns schnell von dieser Idee abgewandt und uns nicht weiter damit befaßt.

Der neue Ansatz befaßt sich mit Logikgattern. Es soll nur ein Signal weitergegeben werden, wenn kein Fehler vorliegt. Je nach Aussehen des Fehlersignals kamen nun entweder NOR (wenn im Fehlerfall ein HIGH gegeben wird) oder AND-Gatter (wenn im Fehlerfall ein LOW gegeben wird) in Frage. Beim Schnittstellentermin wurde LOW im Fehlerfall vereinbart, demnach fiel die Entscheidung auf AND-Gatter, was dem Einbinden des Komparatorsignals und der Rückkopplung des Pausentimers entgegenkam.

Die Umsetzung der manuellen Steuerung sollte durch zwei Schalter erfolgen: einen mechanischen Schalter zur Unterbrechung des Ausgangssignals, und einen mechanischen Schalter, der 12 V auf das Ausgangssignal gibt, um ein HIGH zu simulieren.

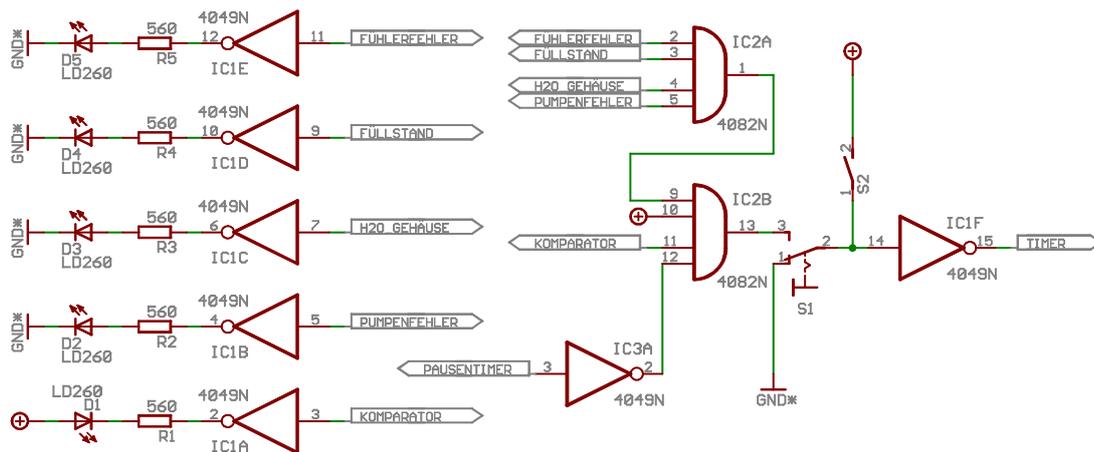


Abbildung 3.3.: Schaltbild der Regelung sowie der LED-Ansteuerung

3.4.2. Theorie der endgültigen Schaltung

Nach Optimierung der Schaltung mit den Logikbausteinen ist nur noch ein AND-Gatter übrig geblieben (Abb. 3.3). An dessen Eingängen liegen folgende Signale:

- Fehlersignal Wasser im Gehäuse
- Fehlersignal Tank ist leer
- Fehlersignal Pumpe
- Fehlersignal Feuchtesensor
- Ausgangssignal Komparator
- invertiertes Ausgangssignal Pausentimer

Liegt ein Fehler vor, so wird ein Eingang zu LOW, das Ausgangssignal des AND-Gatters wird LOW. Entscheidet der Komparator, daß eine Pflanze Wasser braucht, so schaltet der Ausgang des Komparators auf HIGH, wenn nicht, so ist dieser auch LOW. Der invertierte Ausgang des Pausentimers ist immer dann auf HIGH, wenn der Timer nicht läuft. Liegt also kein Fehler vor, der Komparator entscheidet, daß gegossen werden muß und der Pausentimer läuft gerade nicht, so wird der Ausgang des AND-Gatters auf HIGH gesetzt. Durch einen Inverter werden Gieß- und Pausentimer angetriggert. Deren Ausgänge liefern ein HIGH, wobei das Signal des Gießtimers zur Wassergruppe weitergegeben wird, und das Signal des Pausentimers invertiert, also wieder als LOW in das AND-Gatter zurückgeführt wird. Der Ausgang des Logikbausteins geht wieder auf LOW, wobei der Eingang in beide Timer wieder auf HIGH gesetzt wird. Somit werden die Timer nur durch einen kurzen LOW-Impuls angetriggert.

Da der letzte Ausgang des AND-Gatters invertiert wird, könnte man auch von einem NAND-Gatter sprechen. Da wir aber ein Gatter mit mindestens 6 Eingängen brauchen,

es diese aber nicht gibt, haben wir zwei AND-Gatter mit je 4 Eingängen gekoppelt und erst dann den Ausgang invertiert. Deshalb ist in der Beschreibung immer nur von AND- statt von NAND-Gattern die Rede.

Für die Benutzerfreundlichkeit wurden mehrere LEDs vorgesehen. Dabei werden die Signale, die am AND-Gatter anliegen, nochmals abgegriffen und invertiert. Durch die Invertierung soll sichergestellt werden, daß das ursprüngliche Signal nicht durch die LED belastet wird. Je nachdem, ob die LED im HIGH- oder LOW-Fall leuchten soll, ist sie entweder an Masse oder 12 V angeschlossen. Fehler-LEDs sollen im LOW-Fall leuchten, also sind sie an Masse angeschlossen. Die Komparator-LED (bitte gießen) leuchtet im HIGH-Fall, also hier 12 V. Ein Vorwiderstand von $560\ \Omega$ schützt die LED vor Überspannung.

Die Schalter der manuellen Steuerung greifen beide das Signal ab, welches zur Wassergruppe gegeben wird. Die manuelle Bewässerung erzeugt bei Drücken des Schalters ein HIGH, indem 12 V angelegt werden. Die manuelle Unterbrechung, welche zum Testen und Einstellen des Gerätes dienen soll, zieht die Leitung auf Masse und erzeugt so ein LOW.

3.4.3. Berechnung

Da eine LED nicht für den Betrieb von 12 V geeignet ist, müssen Strom und Spannung mittels eines Vorwiderstandes eingestellt werden. Je nach Farbe und Typ arbeitet eine Leuchtdiode mit 1,6 bis 2,5 V bei 20 mA (siehe Datenblatt in [Abschnitt B.9](#)), d. h. über dem Vorwiderstand müssen mindestens 11,4 bis 9,5 V abfallen – wenn nicht sogar mehr. Der Vorwiderstand berechnet sich folgendermaßen:

$$R_{\text{vor}} = \frac{U_{\text{ges}} - U_{\text{LED}}}{I_{\text{ges}}}.$$

U_{ges} ist unsere Betriebsspannung von 12 V, I_{ges} beträgt 20 mA (dem Datenblatt entnommen). Daraus ergibt sich:

$$R_{\text{vor1}} = \frac{12\ \text{V} - 1,6\ \text{V}}{20\ \text{mA}} = 520\ \Omega,$$

$$R_{\text{vor2}} = \frac{12\ \text{V} - 2,5\ \text{V}}{20\ \text{mA}} = 475\ \Omega.$$

Wir nehmen also den nächstgrößeren Widerstand. Der ist im größten wie im kleinsten Fall $560\ \Omega$ groß, also haben alle Vorwiderstände der LEDs eine Größe von $560\ \Omega$.

3.4.4. Simulationsergebnisse

Um die Theorie unserer Schaltung ([Abb. 3.4](#)) zu überprüfen, haben wir sie mit PSpice simuliert. Hierzu haben wir ein Impulsdiagramm erstellt, in dem wir (der Übersichtlichkeit halber) nur 3 Eingänge und den Ausgang überwachen. Wie man im Diagramm ([Abb. 3.5](#)) gut erkennen kann, liegen am Ausgang (rosa Verlauf) nur dann 12 V an, wenn

jeder Eingang (blau, rot, grün) auf HIGH ist. Ist auch nur ein Eingang auf LOW, so ist dies auch der Ausgang. Gelb ist die Spannung, die im Fehlerfall an der LED anliegen würde. Auch dieser Verlauf entspricht unseren Erwartungen.

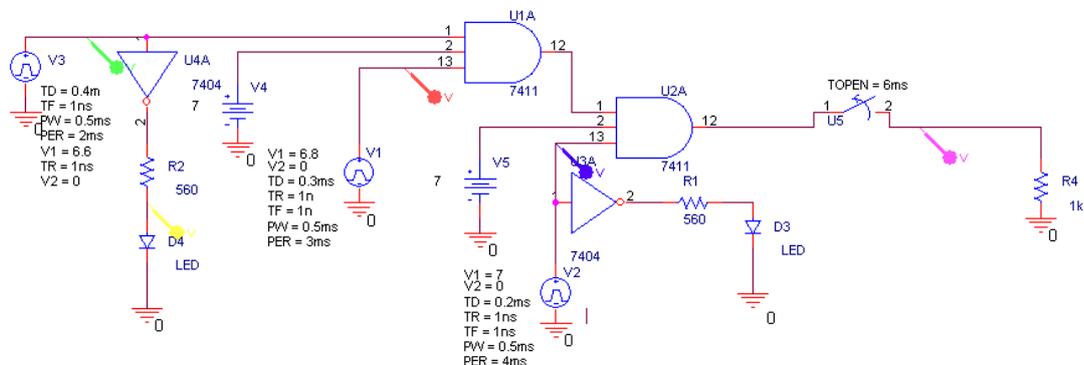


Abbildung 3.4.: Simulationsaufbau der Regelung in PSpice

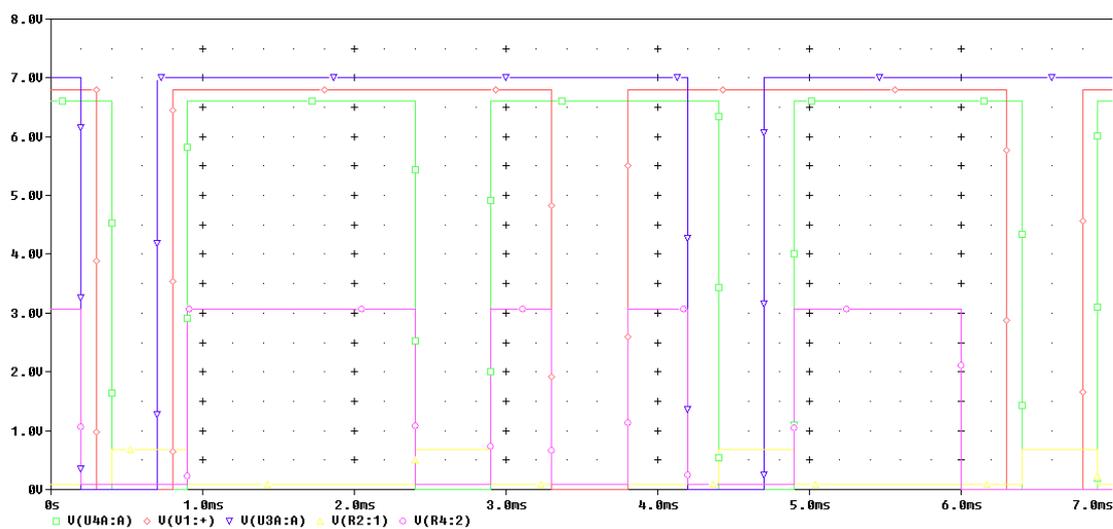


Abbildung 3.5.: Simulationsergebnis der Regelung in PSpice (Impulsdiagramm)

3.4.5. Probleme

Dennoch hat uns die Simulation Schwierigkeiten bereitet. Im Schnittstellentermin einigten wir uns auf die Verwendung von CMOS-Bausteinen. Jedoch ist in PSpice keine Bibliothek vorhanden, die diese Bausteine liefert. Deshalb haben wir mit TTL-Bausteinen simuliert. Allerdings konnten wir so nicht das wahre Verhalten unserer Schaltung dar-

stellen, da sich TTL und CMOS sowohl in der Betriebsspannung als auch im Leistungsverbrauch unterscheiden.

Pulldown-Widerstände waren zuerst von uns nicht vorgesehen. Da die ICs aber bei Unterbrechung der Leitung unberechenbar reagieren, haben wir uns entschlossen, doch noch welche hinzuzufügen. Zur Sicherheit. Diese tauchen aber erst im Gesamtschaltbild ([Abb. 3.12](#)) auf.

3.5. Timer

Bei der Überlegung zur Umsetzung unserer Schaltung haben wir beschlossen, in Intervallen zu gießen. Hierfür benötigten wir ein Element, welches dieses Intervall bestimmt und nach Ablauf wieder abschaltet. Das ist die Aufgabe eines Timers. Da wir weiterhin dem Feuchtesensor Reaktionszeit und dem Wasser die Möglichkeit zum Versickern geben wollten, erweiterten wir unsere Schaltung um einen zweiten Timer, der eine Pausenzeit definiert, in der nicht gegossen werden kann. Beide Timer werden zur selben Zeit angetriggert, wobei der Gießtimer im Sekunden- und der Pausentimer im Minutenbereich arbeitet. Die genaue Laufzeit wird von der Benutzerin per Drehknopf an der Frontplatte selbst eingestellt.

3.5.1. Theorie der Schaltung

Bei der Umsetzung der Timer lag es nah, auf den bewährten Timerbaustein NE555 zurückzugreifen (Datenblatt in [Abschnitt B.1](#)). Beide Timer haben die gleiche Schaltung und verfahren nach der selben Theorie ([Abb. 3.6](#)). Der NE555 besteht im Wesentlichen aus 3 gleichgroßen Widerständen, 2 Komparatoren einem RS-Flipflop und einem Transistor als Schalter. Die Widerstände dreiteilen die Versorgungsspannung und definieren damit feste Potentialpunkte.

Beim ersten Komparator liegt der positive Eingang auf $1/3$ der Betriebsspannung, der negative Eingang ist der Trigger, der Ausgang des ersten Komparators ist mit dem SET des Flipflops verbunden. Liegt am Trigger ein LOW an, gibt der Komparator ein HIGH an den SET und der Ausgang des Flipflops geht auf HIGH. Gleichzeitig gibt der invertierte Ausgang ein LOW. Da dieser aber an der Basis des Transistors, der als Schalter fungiert, angeschlossen ist, schließt der Transistor, da kein Basisstrom fließen kann.

Zwischen Masse und Discharge, dem Emitter des Transistors, steckt ein Kondensator, der sich in diesem Fall (Schalter geschlossen) aufladen kann. Die Ladezeit des Kondensators ist abhängig von der Größe des Widerstandes, der zwischen dem Kondensator und der Versorgungsspannung plaziert ist. Je größer dieser Widerstand, desto länger die Ladezeit (siehe [Abschnitt 3.5.2](#)). Die Schaltschwelle mißt die Kondensatorspannung. Überschreitet diese $2/3$ der Versorgungsspannung (Entscheidung über den zweiten Komparator), so wird das Flipflop zurückgesetzt. Der invertierte Ausgang gibt ein HIGH, es fließt ein Basisstrom am Transistor, der Schalter öffnet sich und der Kondensator wird wieder entladen. Der Timer kann nun wieder neu angetriggert werden.

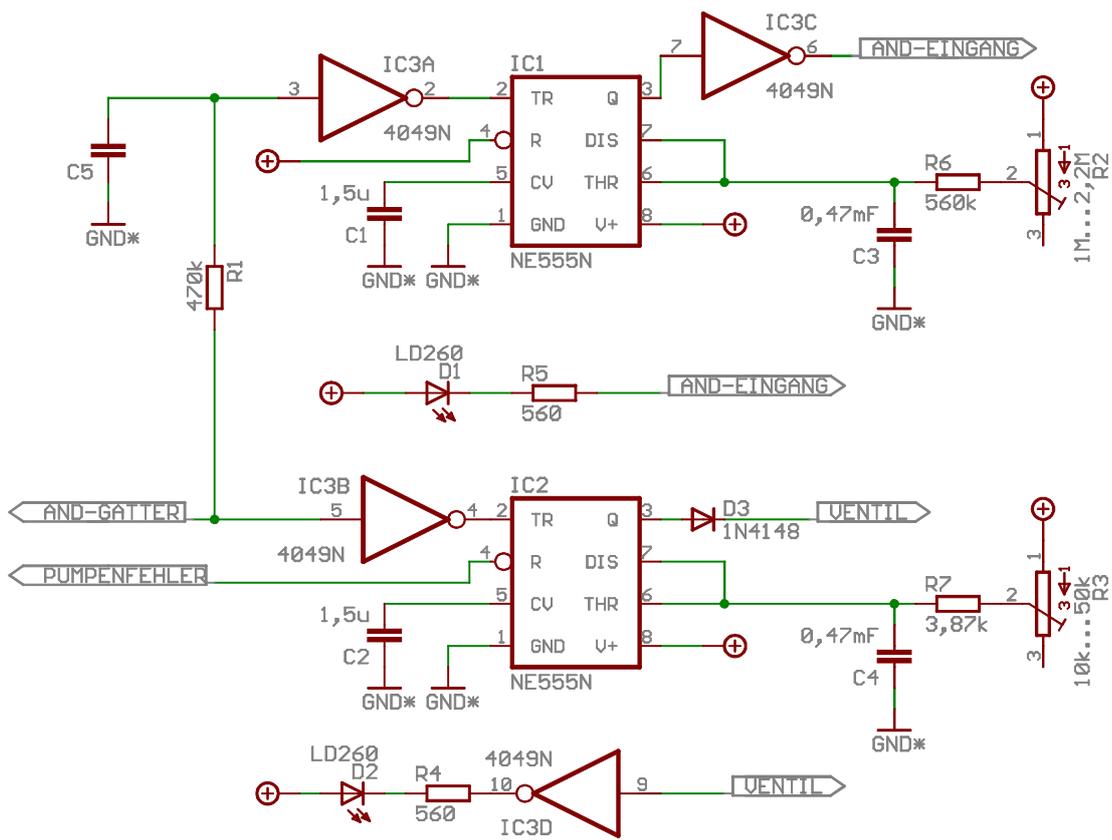


Abbildung 3.6.: Timergrundschaltung der Regelung

Zu beachten ist, daß der Triggereingang nach dem Antriggern wieder auf HIGH gesetzt werden sollte. Dies geschieht in unserer Schaltung durch die Rückkopplung des Outputs des Pausentimers mit dem AND-Gatter. Liegt kein Fehlersignal vor, und gibt unser Komparator die Freigabe zum Gießen, so werden beide Timer invertiert angetriggert. Durch die sofortige invertierte Rückführung des Outputs des Pausentimers in das AND-Gatter wird hier ein Fehlerfall simuliert und der Ausgang des AND-Gatters geht wieder auf LOW. Durch den Inverter werden so unsere Trigger wieder auf HIGH gesetzt.

3.5.2. Berechnung

Wie oben schon erwähnt wird die Ladezeit des Kondensators, und damit die Gießzeit sowie im anderen Fall die Pausenzeit des Gerätes, über die Größe des Widerstandes R_1 bestimmt. Die Formel zur Ladezeitberechnung lautet:

$$t = R \cdot C \cdot \ln 3.$$

Nach R umgestellt, lautet die Formel:

$$R = \frac{t}{C \cdot \ln 3}.$$

Wir legen die Kapazität und Zeitintervalle fest:

$$\begin{aligned} C &= 470 \mu\text{F} \\ t_{\text{Gieftimer}} &= \{5; 10; 15; 20; 25; 30\} \text{ s} \\ t_{\text{Pausentimer}} &= \{1; 2; 5; 10; 15; 20\} \text{ min.} \end{aligned}$$

Daraus ergeben sich folgende Widerstandsgrößen:

$$\begin{aligned} R_{\text{Gieftimer}} &= \{9,67; 19,3; 29,1; 38,7; 48,35\} \text{ k}\Omega \\ R_{\text{Pausentimer}} &= \{0,116; 0,23; 0,58; 1,16; 1,74; 2,32\} \text{ M}\Omega. \end{aligned}$$

Wir entschieden uns für Potentiometer mit maximaler Größe von

$$\begin{aligned} R_{\text{Gießmax}} &= 50 \text{ k}\Omega \\ R_{\text{Pausemax}} &= 2,2 \text{ M}\Omega. \end{aligned}$$

3.5.3. Simulation

Zum Testen unserer Schaltung simulieren wir den Trigger durch eine Impulsquelle und messen die Kondensatorspannung über die Zeit ([Abb. 3.7](#)). Der Kondensator lädt sich bis 8 V auf und entlädt sich dann, bis der Timer wieder angetriggert wird und sich der Kondensator wieder auflädt. In dieser Simulation sollte drauf geachtet werden, daß die Periodendauer der Pulsquelle größer als die zu erwartende Ladezeit des Kondensators ist.

In [Abb. 3.8](#) ist die grüne Kurve die Kondensatorspannung, die blaue die Spannung am Ausgang des Timers und die rote die Spannung am Trigger. $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, zur errechneten

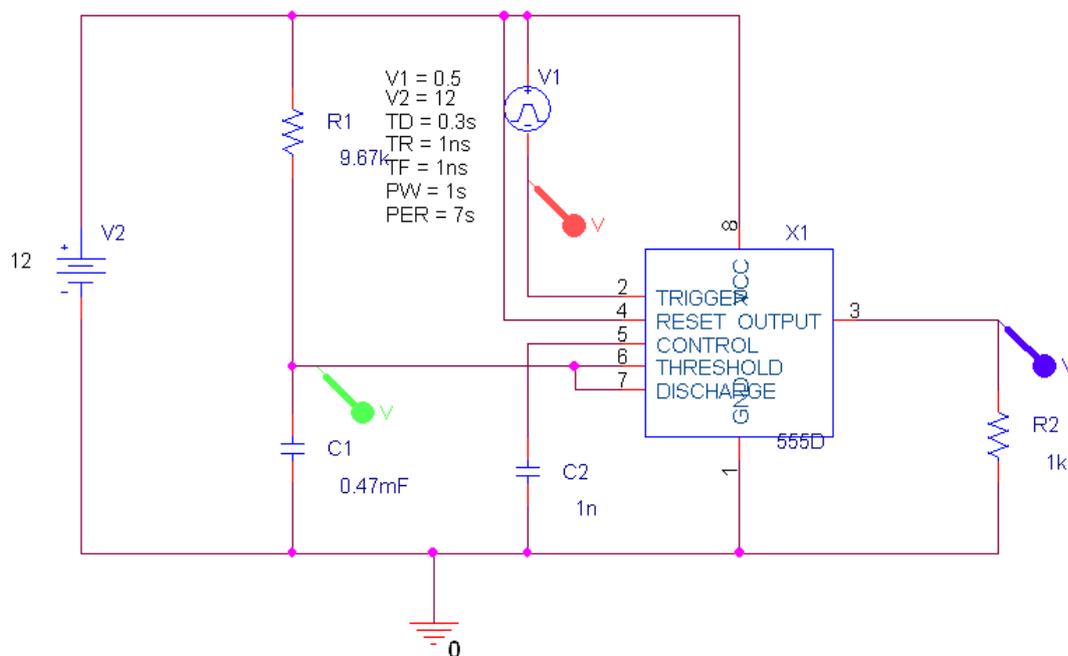


Abbildung 3.7.: Simulationsaufbau des Regelungstimers in PSpice

Ladezeit (etwas über 5 s, da R_1 etwas größer ist als 9,67 k Ω) entlädt sich der Kondensator und der Ausgang geht auf LOW. Die Ausgangsspannung ist in der Simulation kleiner als 12 V. Das liegt an dem als Verbraucher angeschlossen Widerstand R_2 , der in der realen Schaltung nicht existiert.

3.5.4. Probleme

Im Testaufbau stellten wir fest, daß der Kondensator des Pausentimers sich nicht entladen kann, wenn der Wasserbedarf der Pflanze noch nicht gedeckt ist, der Timer also unmittelbar nach Ablauf der Pausenzeit neu angetriggert wird. Gelöst haben wir das Problem mit einem Verzögerungsglied vor dem Trigger des Pausentimers. Die Eingänge der Timer werden getrennt invertiert. Bevor das Signal für den Pausentimer invertiert wird, lädt sich erst ein Kondensator auf, der an der Masse hängt. Ein großer Widerstand vor dem Inverter verhindert ein vorzeitiges Weiterfließen des Stroms, bevor der Kondensator geladen ist.

3.6. Soziale Bewertung

Die Arbeit in unserer Gruppe war für uns alle sehr angenehm, wir haben uns gut verstanden, und nachdem wir Mailadressen und Handynummern getauscht hatte, war sogar eine Kommunikation möglich und einiger Maßen zuverlässig. Nach der Feststellung, daß

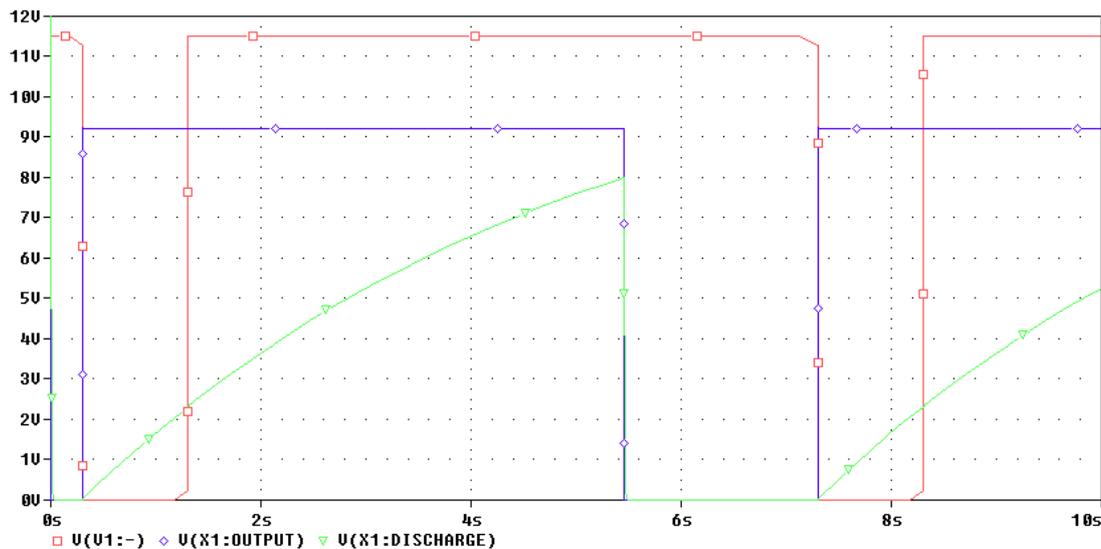


Abbildung 3.8.: Simulationsergebnis des Regelungstimmers

wir nur noch zu viert waren, als wir doch gerade 2 Wochen vorher die Teilgruppen festgelegt hatten, und nun 2 Teilgruppen aus nur noch einer Person bestanden, wurde viel Arbeit umverteilt. Jede hat beim Anderen mit drauf geschaut, bei Problemen geholfen, Fehler mit gesucht und am Testaufbau rum gedoktort. Aus diesem Blickwinkel wäre es also vermessen, hier zu behaupten, die Teilgruppenarbeit wäre wirklich nur von den jeweiligen Personen gemacht worden. Man kann unsere Schaltung mit Fug und Recht als „Gesamtkunstwerk“ bezeichnen.

Jede Person hat so viel getan, wie sie konnte. Und das war nicht immer leicht, sich die nötige Zeit hierfür freizuschaukeln. Wir 4 Verbliebenen arbeiten neben dem Studium noch, Dennis hat sogar noch ein Baby zu Hause. Trotzdem ist es uns gelungen, in einem zeitlich erträglichen Rahmen das Platinenlayout fertig zu stellen, die Platinen so weit es ging zu bestücken, diesen Teil des Abschlußberichts zu schreiben und viele Fehler, die wir unbedacht in unseren Platinen eingebaut haben, zu finden und zu beseitigen.

Was wir uns allerdings gewünscht hätten, wäre eine etwas genauere Betreuung gewesen, die häufiger auch mal den einen oder anderen Tipp abgegeben hätte. Es ist prinzipiell nichts gegen das Konzept von „nur unterstützende Betreuung“ einzuwenden, nur kleine Katastrophen zum Ende hin sollten vermieden werden. Es war schon ärgerlich beim Ausdrucken des Layouts, quasi auf dem Weg ins Ätzlabor festzustellen, daß der falsche Bus-Stecker verwendet wurde, oder im Nachhinein noch Pulldownwiderstände an jede Signalleitung zu löten, weil erst jetzt klar wurde, daß sie doch recht sinnvoll sind. Solche Aktionen haben viel Zeit gekostet, waren aber unserer Meinung nach weniger lehrreich. Wichtiger hingegen war die Erkenntnis, daß genaues Arbeiten letztlich doch weniger Aufwand als Rungeschlure ist, und daß es sich lohnt, zu Beginn des Semesters mehr zu machen und lieber früher fertig zu sein, als auf den letzten Drücker mehrere Mäuse auf einmal melken zu müssen.

Alles in Allem hatten wir aber in diesem Semester sehr viel Spaß, haben viel voneinander gelernt (nicht nur Fachliches) und bedauern die Entscheidung, am Projektlabor teilgenommen zu haben, nicht. Es hat sich für uns alle gelohnt.

3.7. Die fertige Platine

Die Gesamtschaltung ist in [Abb. 3.9](#) dargestellt. Wir haben alle Ergebnisse unserer Teilgruppenarbeit auf eine Platine ([Abb. 3.10](#) und [Abb. 3.11](#)) bekommen. Leider sind uns dabei ein paar Fehler unterlaufen: Das RC-Glied, welches eine Zeitverzögerung bei der Ansteuerung des Pausentimers erzeugen soll, ist falsch angeordnet. Auf den RESET des Gießtimers wurde nachträglich noch das Pumpenfehlersignal gelegt, damit der Gießvorgang wirklich sofort unterbricht, sollte die Pumpe kein Wasser mehr ziehen. Diese nachträgliche Veränderung war die Konsequenz aus einem Kommunikationsproblem unter den Gruppen und der Annahme, diese Funktion sei von Anfang an geplant gewesen. Da wir aber 3 Blumentöpfe bewässern wollten, mußten wir diese Platine dreimal fertigen. Die korrigierte Schaltung ist in [Abb. 3.12](#) zu sehen.

Zu diesen 3 Platinen kommen noch 3 kleine Zwischenplatinen, um die LEDs auch auf Masse zu legen und die Schalter anzuschließen. Für diese Platinen haben wir kein gesondertes Layout angefertigt.

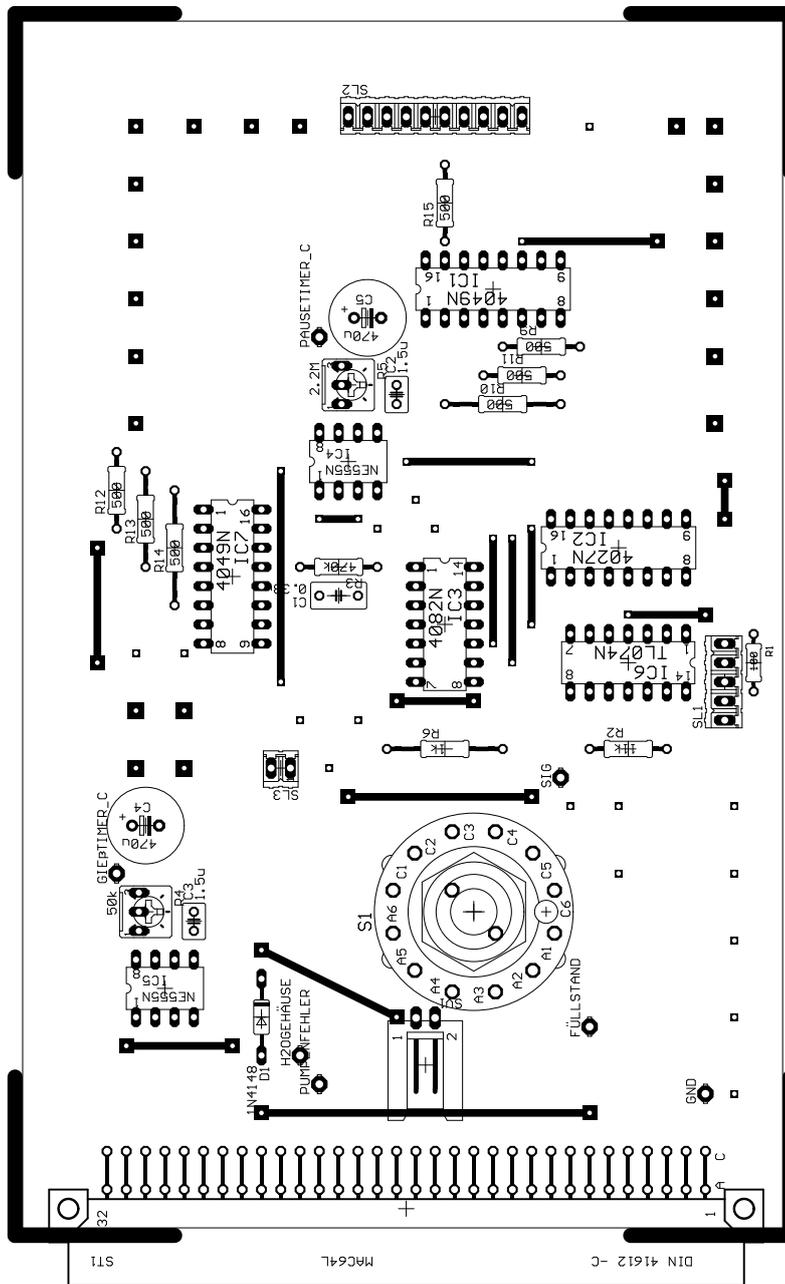


Abbildung 3.10.: Platinenlayout der Regelungsschaltung (Top-Layer und Bauteile)

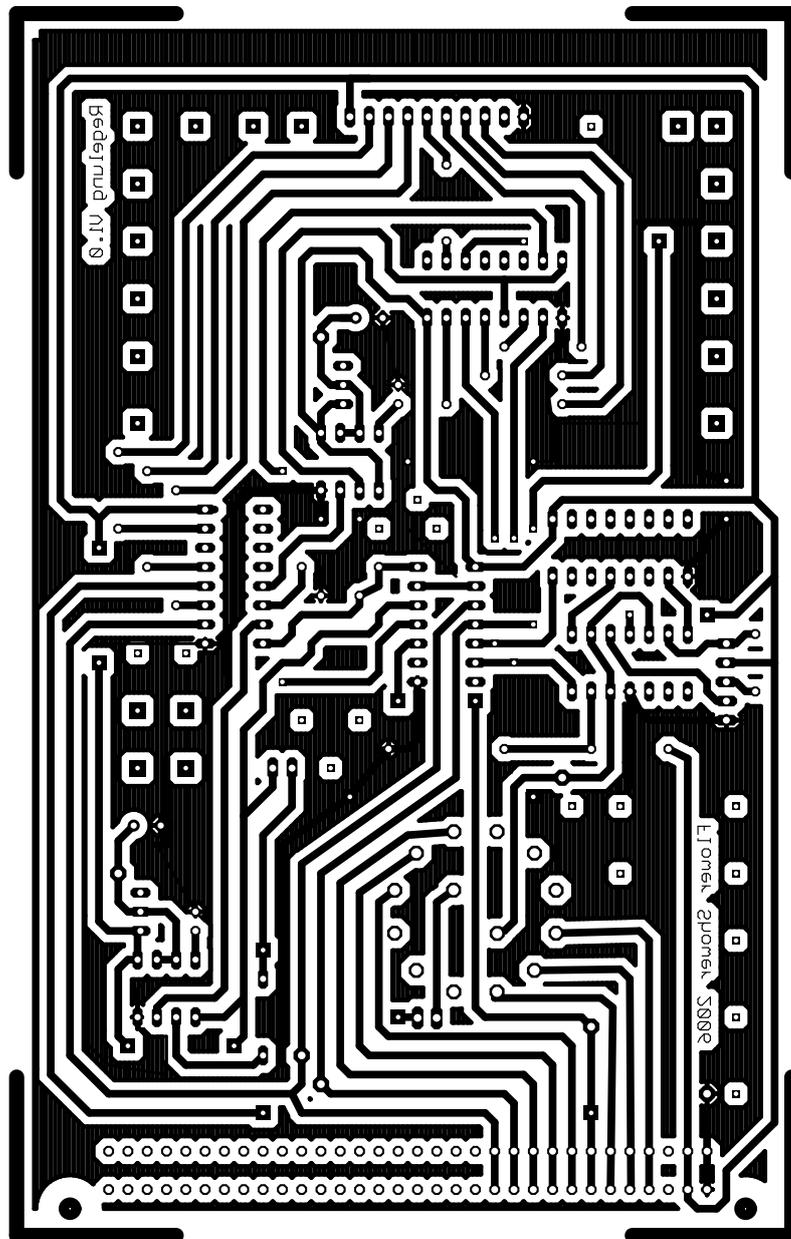


Abbildung 3.11.: Platinenlayout der Regelungsschaltung (Bottom-Layer)

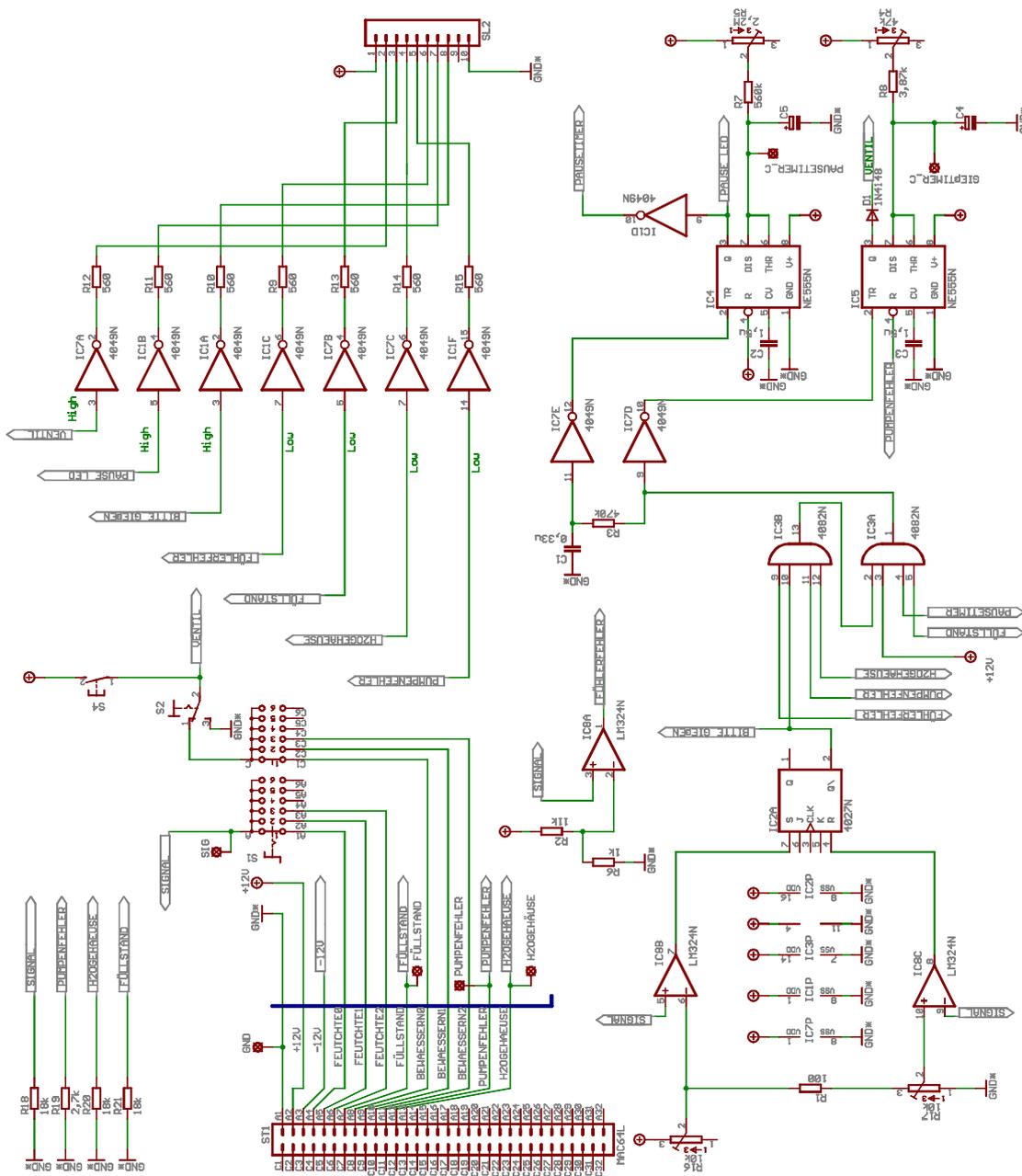


Abbildung 3.12.: Schaltbild der fehlerkorrigierten Regelungsschaltung

4. Wasser und Pumpe

4.1. Gruppenmitglieder



Augustin Didier Matel: Für mich war in dem Projekt die Teamarbeit sehr wichtig, weil man schon mal einen Eindruck gewinnen konnte, wie die Zusammenarbeit später in einem Betrieb aussehen könnte. Zwischen den Betreuern und mir gab es immer eine gute Stimmung. Sehr positiv an ihnen fand ich auch die Tatsache, daß sie immer bereit waren etwas nochmal zu erklären. Die Zusammenarbeit mit anderen Studenten war wirklich schwer am Anfang, weil ich aufgrund der Sprache nicht alles verstehen konnte. Aber sie haben danach viel Zeit darin investiert mir zu helfen, so daß ich ihnen folgen konnte.

Während der Projektphase hat sich meine Motivation stets geändert. Solange meine Teilaufgabe noch nicht fertig war, hatte ich sehr viel Streß. Aber es war schön am Ende etwas geschafft und fertig gestellt zu haben.

Guozhu Zheng: Nachdem ich mich in diesem Semester für das Projektlabor entschieden hatte, war ich schon sehr gespannt, ob es mir wirklich gefallen wird. Am Anfang hatte ich große Schwierigkeiten. Es fiel mir schwer mich mit den anderen auszutauschen, weil ich noch einige Probleme mit der deutschen Sprache habe. Außerdem fehlten mir auch noch einige Vorkenntnisse für das Projektlabor. Aber das Thema Blumengießanlage war so interessant, daß es Motivation genug war immer weiter zu machen. Auch meine Betreuer und die anderen Gruppenmitglieder haben mich sehr unterstützt. Eine Zusammenarbeit in dieser Form hat für mich persönlich an Bedeutung dazu gewonnen.



Man sagt, daß man beim Studium an der Uni mehr Theorie als Praxis lernt. So finde ich, daß das Projektlabor eine gute Möglichkeit bietet auch praktische Fertigkeiten zu erlernen. Das Projektlabor soll einfach bleiben und sich weiterentwickeln. Ich kann jetzt sagen, daß ich die richtige Entscheidung getroffen habe.

Benedikt Kästner: Das Erlernen sogenannter sozialer Kompetenzen sowie Team- und Projektarbeit ist elementarer Bestandteil der Zielsetzung des Projektlabors. Dieses Ziel wurde bei allen Mitgliedern der Gruppe drei zumindest dahingehend erreicht, als daß das Problembewußtsein für die Bedeutung dieser Faktoren bei der Arbeit in Projektteams geschärft wurde.

Nachdem die anfänglich vorhandene zwischenmenschliche Hemmschwelle überwunden war und sich die Mitglieder durch einige außeruniversitäre Aktivitäten besser kennengelernt hatten, wuchs das Vertrauen ineinander und die Gruppe homogenisierte sich in zunehmendem Maße. Hierdurch stieg die Produktivität deutlich. Die Kommunikation wurde besser und das Vertrauen ineinander wuchs.

Bis zuletzt jedoch gab es Mißverständnisse und Probleme, insbesondere in der Formulierung konkreter Teilaufgaben. Auch die Weitergabe von Informationen zwischen den Gruppen und zwischen Gruppe und Betreuer funktionierte bis zuletzt nur unzulänglich. Hier fehlte sicherlich Anleitung, Führung und organisatorischer Überbau, da für einen reinen „learning by doing“-Prozeß die zur Verfügung stehende Zeit eines Semesters zu kurz ist und das immense Arbeitspensum in inhaltlichen Belangen den Blick hierauf erschwerte.



Sebastian Becker: Im Projektlabor steckt ein wahnsinnig großes Potential. Dies erkennt man sicherlich schon, wenn man nur einen kurzen Blick von außen darauf wirft und noch mehr, wenn man selbst daran beteiligt ist. Endlich kann man mal richtig praktisch in die Schaltungstechnik einsteigen, eigene Schaltungen entwerfen und diese aufbauen sowie testen, bis sie dann meist auch funktionieren. Auch in punkto Team- und Projektarbeit kann man vieles dazulernen. Es ist in unserer Gruppe so etwas wie Kameradschaft entstanden. Jeder hat sich ein Stück weit oder noch weiter für die Gruppe aufgeopfert, um die Arbeit voranzubringen und abends ist man noch zusammen ein Bierchen trinken oder zusammen auf die WM-Fanmeile gegangen.

Ein wenig kompliziert ist es, wenn in einer Gruppe zu viele Personen nicht deutscher Herkunft sind. Wenn diese nur gebrochen deutsch sprechen, werden viele Arbeitsaufträge und Aufgaben nicht richtig oder gar nicht verstanden. Ab und zu werden dann Dinge nicht erledigt, nicht etwa weil keine Motivation da war, sondern weil einfach nicht deutlich wurde, was zu tun ist.

Den Betreuern möchte ich eine hohe fachliche Kompetenz zuschreiben. So hatten sie bei den verschiedensten Problemen immer hilfreiche Tips zur Hand. Auch daß unser Be-

treuer zahlreiche Extraschichten eingelegt hat, um uns zu unterstützen, möchte ich hier besonders hervorheben. Trotzdem gab es für meinen Geschmack zuviel Peitsche statt Zuckerbrot. Dieses starre Reglement und dieser aufgeblähte Organisationsapparat lassen wenig Spielraum zum Experimentieren und sorgten an einigen Stellen für Reibungspunkte, und der dadurch entstandene Streß ging manchmal schon an die Substanz. Obwohl bekannt war, daß in diesem Semester nur zwei Drittel der normalen Teilnehmeranzahl mitgemacht haben, mußten dieselben Aufgaben im fast vollen Umfang zu denselben Deadlines gestemmt werden.

Thomas Weiß: Ich persönlich habe sehr viele gute Erfahrungen mit dem Projektlabor gemacht, auch wenn die uns zu Beginn ans Herz gelegten 10 SWS weit untertrieben waren. Gegen Anfang war ich mir noch nicht sicher, ob mir dieses Studium überhaupt so viel Spaß macht, daß ich es bis zum Ende durchziehen kann und will, da mir fast komplett die praktischen Bezüge fehlten. Doch im Verlauf des Projektlabors entwickelte sich eben dieser praktische Bezug zu dem bisher Gelernten. Man konnte sein Wissen zum ersten Mal richtig anwenden und auch dank der Labore, die wir zur Verfügung hatten, richtig testen.



Da dieses Projekt auch so stark am Projektmanagement der Studierenden hing, mußte der komplette Entwicklungszyklus eines solchen Projekts durchlaufen werden. Man bekam somit einen leichten Einblick in die Arbeit eines Ingenieurs. Hier jedoch liegt auch schon mein erster Kritikpunkt. Eben da man diesen kompletten Entwicklungs- und Planungszyklus durchlaufen mußte, blieb auch oft sehr viel Zeit für organisatorische Sachen auf der Strecke, die erheblich gemindert werden hätten können, wenn von Seiten der Betreuer etwas mehr Unterstützung gekommen wäre. Zwar ist ja genau die eigenverantwortliche Arbeit das Ziel des Projektlabors, jedoch hätte, glaube ich, viel mehr Zeit in die Entwicklung und Verbesserung der Schaltungen gesteckt werden können, wenn eben öfter ein kleiner Denkanstoß gekommen wäre. Denn oft standen wir vor dem Problem, wirklich nicht mehr die geringste Ahnung zu haben, was noch zu tun möglich ist. Ich will hier aber auf keinen Fall die Arbeit der Betreuer kritisieren, denn sie leisten meiner Meinung nach echt sehr sehr gute Arbeit. Vor allem will ich hier die Arbeit unseres Betreuers, Jo, noch hervorheben, der für mich echt genau der richtige Mann für den Job ist. Er war immer und jederzeit für uns da, hat Fußballabende organisiert, uns Essen ins Labor gebracht und sich vor allem sehr viel Zeit genommen, uns (fast) all unsere Fragen zu beantworten und, was das Wichtigste ist, ausführlichst und sehr verständlich zu erklären – also solange, bis es auch wirklich jeder verstanden hatte. Ich glaube, daß ich dadurch mit am meisten in diesem Semester gelernt habe. Danke!

Ein weiterer sehr schöner Aspekt des Projektlabors war die Zusammenarbeit unter den Studenten. Diese kam hier viel mehr zur Geltung als bei irgendeiner anderen Ver-

anstellung, da man zusammen an einem Projekt und an Lösungen arbeitet z. B. die Abende im Labor, als man sich um 10 dann noch ein kühles Bierchen gönnte, simulierte oder an dem Layout arbeitete, empfand ich als sehr positive Erfahrung für das Studium, auch wenn diese jetzt gegen Ende des Semesters bzw. Anfang des Prüfungszeitraums in richtigen Streß ausgeartet sind.

Hier sind auch die persönlichen Kontakte noch anzufügen, die ich während des Projektlabors geknüpft habe. Man hat hier seine Kommilitonen mal richtig kennengelernt und auch neue Freundschaften geschlossen. Ich persönlich kann das Projektlabor nur weiterempfehlen, weil es einfach Spaß macht und man sehr viele schöne Aspekte seines Studiums erst hier erkennt. Jedoch sollte man meiner Meinung nach unbedingt darauf hinweisen, daß man – wenn man etwas mit Motivation und Spaß an die Sache rangeht und versucht, das Projekt auch zu Ende zu bekommen – mit 10 SWS bei weitem nicht bedient ist und auch die restlichen Fächer sicher darunter leiden werden. Deswegen ist es vor allem für die Studenten fast Pflicht, die entweder so gut sind, daß sie eben statt ihren 1,3 nur noch 2,3 oder 3,0 schreiben, aber die Prüfungen trotzdem sicher schaffen, oder für die, für die es nicht so schlimm ist eben mal ein Semester dranzuhängen, was natürlich nicht unbedingt sein muß, denn das praktische Wissen, das man sammelt, macht doch einiges wieder wett und hilft mit Sicherheit auch im weiteren Verlauf des Studiums.



Abbildung 4.1.: Teilnehmer der Wassergruppe

4.2. Einleitung

Die Gruppe 3 wurde in verschiedenen Zusammenhängen wiederholt als „Wassergruppe“ bezeichnet. Dies sagt viel über die Aufgabenstellung der Gruppe aus. Es galt, den Wasserfluß elektrotechnisch und mechanisch zu realisieren. Speziell galt es, Pumpe und Ventile auf Signal der Regelung hin anzusteuern und Rückmeldung über ordnungsgemäße Funktion zu geben.

Nach einigen Terminen, an denen in der gesamten Gruppe ein Grundkonzept – insbesondere in Bezug auf relevante mechanische Bauteile, Auswahl einer Pumpe, Schläuche, Verbindungen, Gehäuse etc. – entwickelt wurde, teilte sich die Gruppen in vier Teilgruppen, um die Schaltungstechnik zu realisieren. In diesem Zusammenhang von *Teilgruppen* zu sprechen, ist nur bedingt korrekt, da einzig die Pulsweitenmodulation für die Pumpenansteuerung von zwei Mitgliedern bearbeitet wurde. Die Bereiche Motoransteuerung, Mutterschaltung und Wasser-im-Gehäuse-Sensor sowie Durchlaufmessung wurden von Einzelpersonen bearbeitet.

Auf Grund der geringen Gruppengröße kam es bis zuletzt zu akuten Zeitproblemen, besonders, da sich die Arbeit am mechanischen Teil „nebenher“ über den gesamten Zeitraum hinzog. Es galt, mechanische Bauteile zu beschaffen (wobei teilweise recht unkonventionelle Wege gegangen wurden) sowie Testaufbauten und Testläufe durchzuführen. Durch die hohe Abhängigkeit der Schaltungsteile untereinander mußte bei vielen Testaufbauten „idealisiert“ werden, und Wasser floß erst zu einem späten Zeitpunkt.

4.3. Die Mutterschaltung

Die Mutterschaltung hat die Aufgabe, auf dem Bus liegende Steuersignale auszuwerten und die Pumpe und die Relais zu schalten. Sie hat auch dafür zu sorgen, daß im Fehlerfall alle wasserführenden Teile von der Betriebsspannung getrennt werden.

4.3.1. Funktionsweise

Von der Steuerung kommen drei Steuersignale, je eines für jede Wasserleitung. Die Steuersignale liegen jeweils auf HIGH-Level, sobald eine Leitung bewässert werden soll. Zusätzlich gibt es auf dem Bus eine Leitung, die angibt, ob sich eventuell Wasser im Gehäuse befindet. Diese wird über negative Logik angesteuert. Der HIGH-Level bedeutet in diesem Fall, daß alles in Ordnung ist, während der LOW-Level einen Fehlerfall signalisiert.

Für das Durchschalten der Steuersignale zu den Relais und der Pumpenansteuerung sind vier UND-Gatter vorgesehen. Diese sorgen dafür, daß die Signale nur durchgeschaltet werden, solange kein Fehlerfall vorliegt. Ein weiteres ODER-Gatter sorgt dafür, daß, sobald mindestens ein Steuersignal anliegt, auch immer sofort das Hauptventil und die Pumpe geschaltet werden. Für die Logik-Gatter werden die CMOS-ICs 4075 und 4081 verwendet. Bei CMOS-ICs ist darauf zu achten, daß auch nicht verwendete Eingänge entweder auf Betriebsspannung oder Masse geschaltet werden.

Da die Ventile auf 230 V laufen, werden sie über Relais geschaltet. Der Ausgangsströme der CMOS-ICs reichen allerdings nicht aus, um die Relais zu schalten. Von daher werden

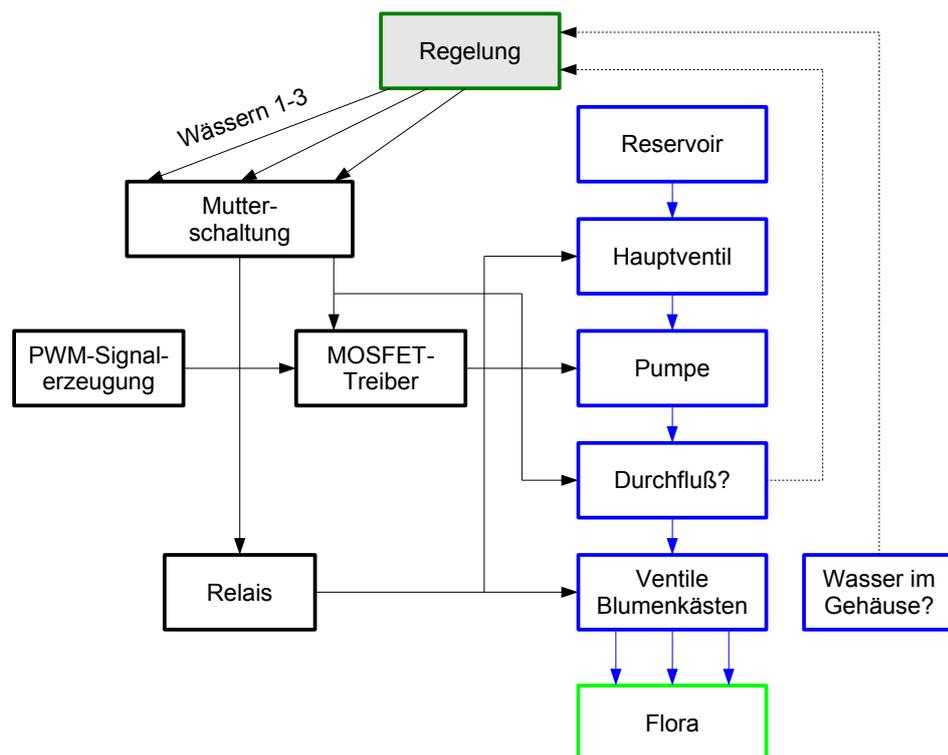


Abbildung 4.2.: Das Blockschaltbild der Gruppe 3: Bewässerung

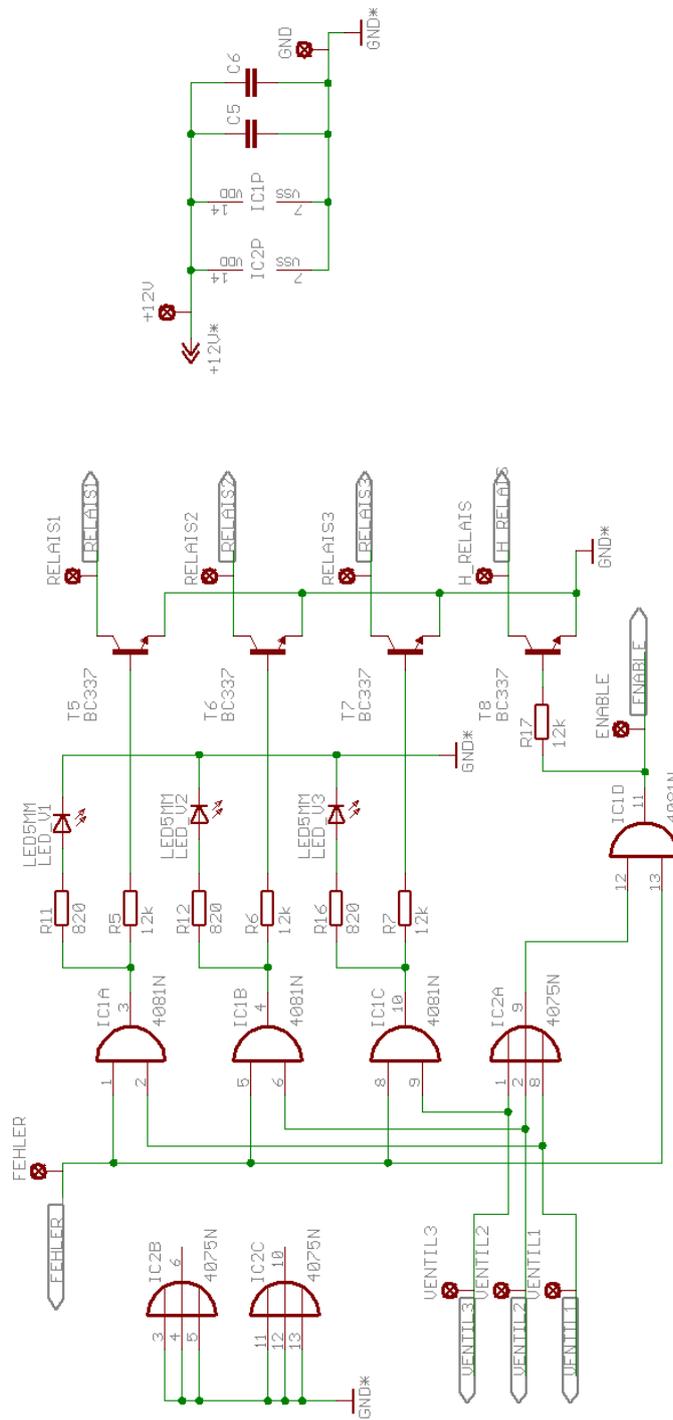


Abbildung 4.3.: Schaltbild der Bewässerungs-Mutterschaltung

die drei Ausgangssignale noch von drei NPN-Transistoren verstärkt. Das Steuersignal, das zur Pumpenansteuerung geleitet wird, wird zusätzlich auch noch auf den Bus gelegt, damit es von der Durchflußmessung ausgewertet werden kann (siehe [Abschnitt 4.6](#)). Drei Leuchtdioden geben an, welche Wasserleitung gerade aktiv sein soll.

4.3.2. Historie

Der erste Entwurf für die Mutterschaltung sah vor, einzelne Ventile und die Pumpe zeitverzögert anzusteuern. Damit sollte sichergestellt werden, daß die Pumpe erst anläuft, wenn auch alle Ventile geöffnet sind. Da sich aber herausstellte, daß die Schaltzeiten für die Ventile und die Anlaufzeit für die Pumpe relativ kurz sind, wurde entschieden, alles gleichzeitig zu schalten und sich den Aufwand für einen weiteren Timerbaustein zu sparen. Auch die Transistoren kamen erst später dazu. Deren Notwendigkeit wurde erst durch den praktischen Versuchsaufbau festgestellt.

4.4. PWM-Signalerzeugung

Für die Motoransteuerung wird ein pulswertenmoduliertes Signal (PWM-Signal) benötigt. Um dieses zu erzeugen, verwendet man den Timerbaustein NE555 (Datenblatt in [Abschnitt B.1](#)). Dieser wird so beschaltet, daß er als Sägezahnsignal-Generator arbeitet. Das Ausgangssignal dieses Timers wird durch einen Operationsverstärker mit einem Referenzsignal verglichen.

Im folgenden werden die verwendeten Bauelemente und ihre Funktion innerhalb der Schaltung beschrieben.

4.4.1. Funktionsweise

Der Timerbaustein NE555 ([Abb. 4.5](#)) ist eine elektronische integrierte Schaltung, die sich für verschiedene Aufgaben einsetzen läßt, z. B. als astabiler und monostabiler Multivibrator oder – wie in unserer Schaltung – als Sägezahngenerator. Um diese Aufgabe zu erfüllen, benötigt der NE555 eine geeignete äußerer Beschaltung.

An V_{CC} und GND wird die Versorgungsspannung angeschlossen – in unserem Fall 12 V. Die Pins Trigger und Treshold (Schaltschwelle) sind sehr wichtig für die innere Arbeit im IC. Discharge (Entladung) ist ein Open-Collector eines Transistors, der sich im Inneren befindet. Am Output wird das Ausgangssignal ausgegeben, und mit Reset lassen sich alle Werte zurücksetzen.

Unser Sägezahn-Signal erhalten wir an Pin 2, weil sich der Kondensator C_3 an diesem Punkt auf- bzw. entlädt ([Abb. 4.6](#)).

Der LM319 ist ein Operationsverstärker mit Open-Collector-Ausgang. Es befinden sich zwei OPVs auf dem IC, die sich auch zusammenschalten lassen. Wir benutzen den OPV als Komparator und lassen ihn unser Dreiecksignal (dieses oszilliert zwischen 4 V und 8 V) mit einer Gleichspannung vergleichen, die durch den Spannungsteiler R_{13} , R_{14} und das Potentiometer eingestellt wird. Heraus kommt dabei ein Rechtecksignal. Dieses

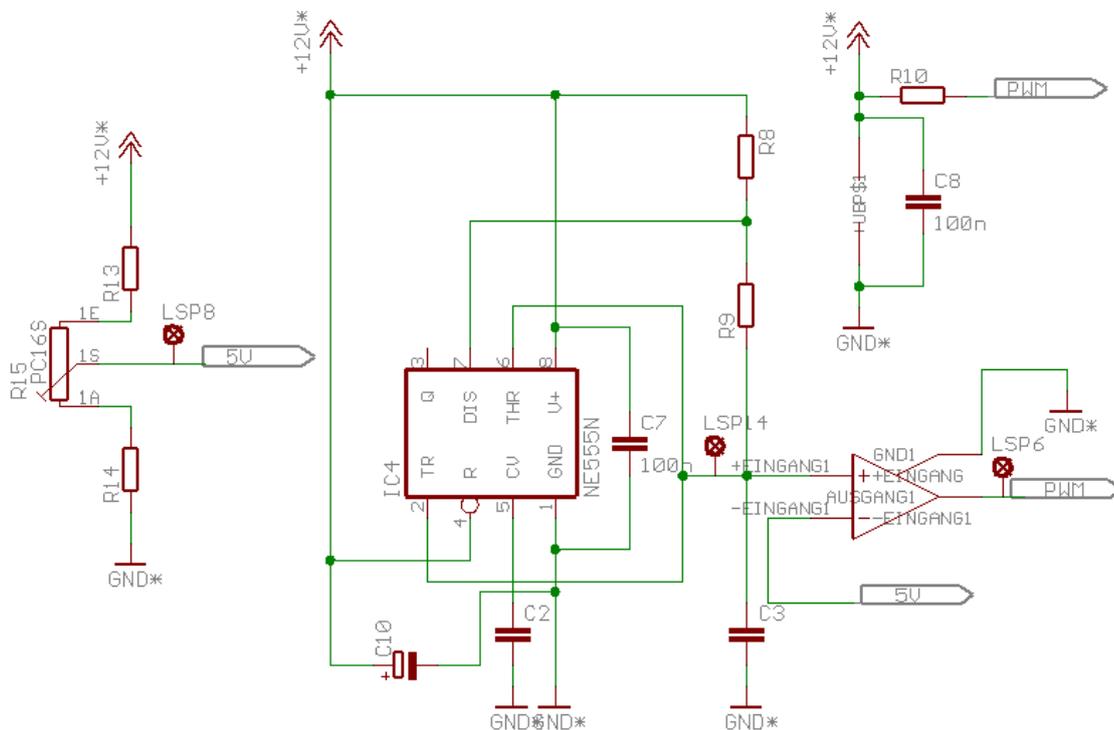


Abbildung 4.4.: Schaltbild der PWM-Signalerzeugung

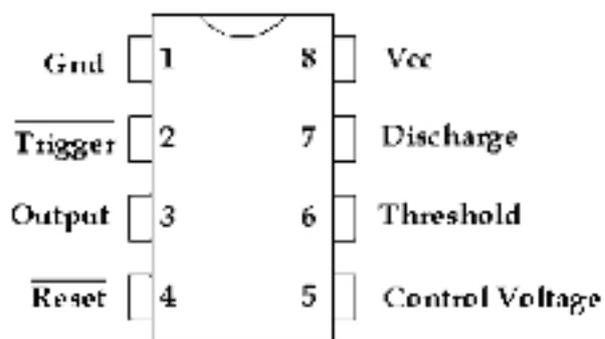


Abbildung 4.5.: Pinbelegung: NE555

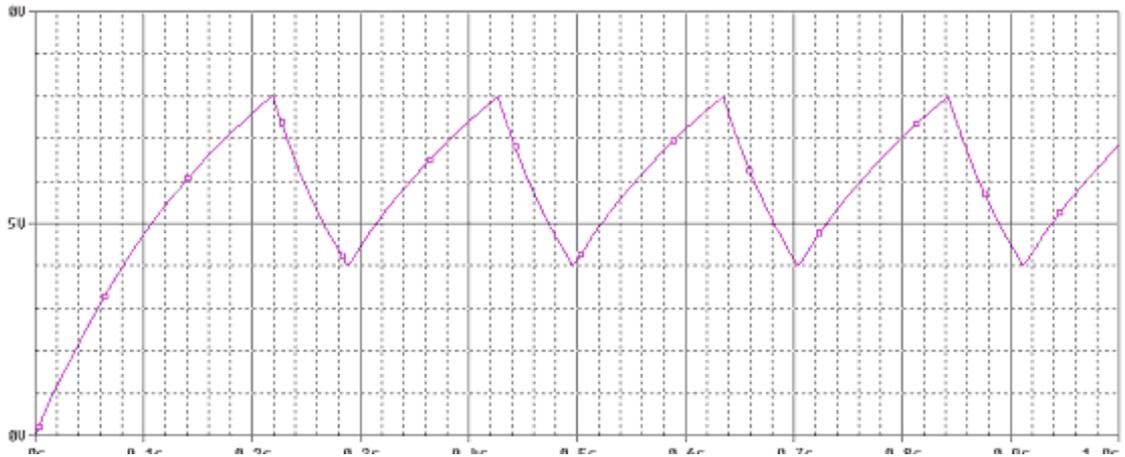


Abbildung 4.6.: Sägezahnsimulation mit dem NE555 in PSpice

läßt sich über die Höhe der Referenzspannung in der Pulsweite verändern. Unser Potentiometer läßt sich zwischen 3,9 V und 8,3 V einstellen, weil unser Wechselspannungseingangssignal in diesem Bereich liegt.

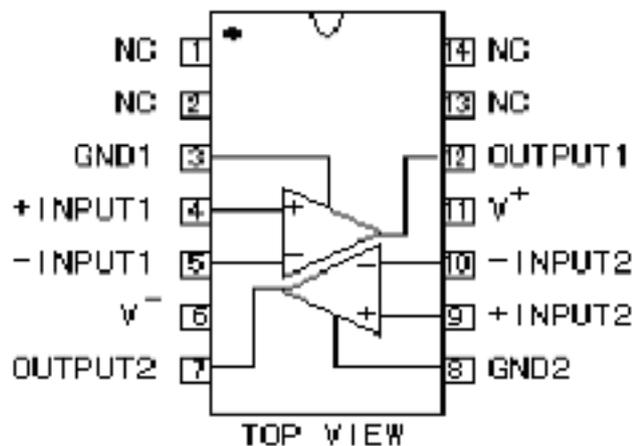


Abbildung 4.7.: Pinbelegung: LM319

Über die angeschlossenen Widerstände $R_8 = 24\text{ k}\Omega$ und $R_9 = 33\text{ k}\Omega$ im Zusammenspiel mit dem Kondensator $C_3 = 1\text{ nF}$ läßt sich die Frequenz unseres Signals einstellen (Abb. 4.8). In unserem Fall ergibt das 123 kHz.

Der Widerstand $R_{10} = 12,2\text{ k}\Omega$ wird zwischen OPV-Ausgang und der Versorgungsspannung angeschlossen, damit man einen niedrigen Strom erhält, was für die weitere Teilschaltung von Bedeutung ist. Die Kondensatoren $C_{10} = 100\text{ nF}$ und $C_7 = 47\text{ }\mu\text{F}$ sind dafür da, um Spannungsspitzen und Rauschen zu vermeiden.

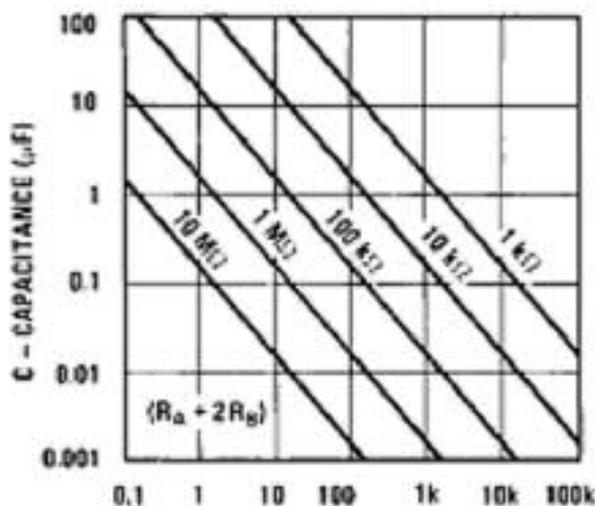


Abbildung 4.8.: Frequenzermittlung für den NE555

4.5. Pumpenansteuerung

Die Pumpenansteuerung dient dazu, den für die Pumpe nötigen Strom bereitzustellen und ein schnelles Ein- und Ausschalten der Pumpe im Sinne der PWM zu gewährleisten. Sie gliedert sich in 2 Teile: Als Treiber haben wir den MOSFET BUZ11 (Datenblatt in [Abschnitt B.12](#)) genommen, der sehr geringe Schaltverluste hat und große Ausgangsströme liefern kann. Jedoch besitzt der MOSFET auf Grund seiner Bauweise gewisse Kapazitäten, die sich beim Ein- und Ausschalten auf- bzw. entladen. Um diesen Vorgängen entgegenzuwirken, ist der Rest der Schaltung entworfen worden.

4.5.1. Herangehensweise

Der erste Grundgedanke war – nachdem feststand, daß wir die Pumpe über PWM leistungsregulieren wollen –, genügend Strom für den Motor bereitzustellen. Dies ist nötig, da das PWM-Signal aus einem OPV kommt, und wegen des damit verbundenen sehr hohen Ausgangswiderstands nur sehr kleine Ströme liefern kann. Dafür schien uns ein Leistungs-MOSFET ideal, da er hohe Ströme liefern kann, stromfrei angesteuert werden kann und geringe Schaltverluste hat. Nur fiel schnell auf, daß der MOSFET wegen der Kapazität die zwischen Gate und Substrat beim Anlegen einer Spannung entsteht, leichte Verzögerungen beim Ein- und Ausschalten hat, was bei einer Frequenz von über 20 kHz zum Problem hätte werden können. So mußte auch noch an eine Treiberschaltung für den MOSFET gedacht werden, die das schnelle Laden und Entladen des Gates sicherstellt. Das Ergebnis ist in [Abb. 4.10](#) zu sehen.

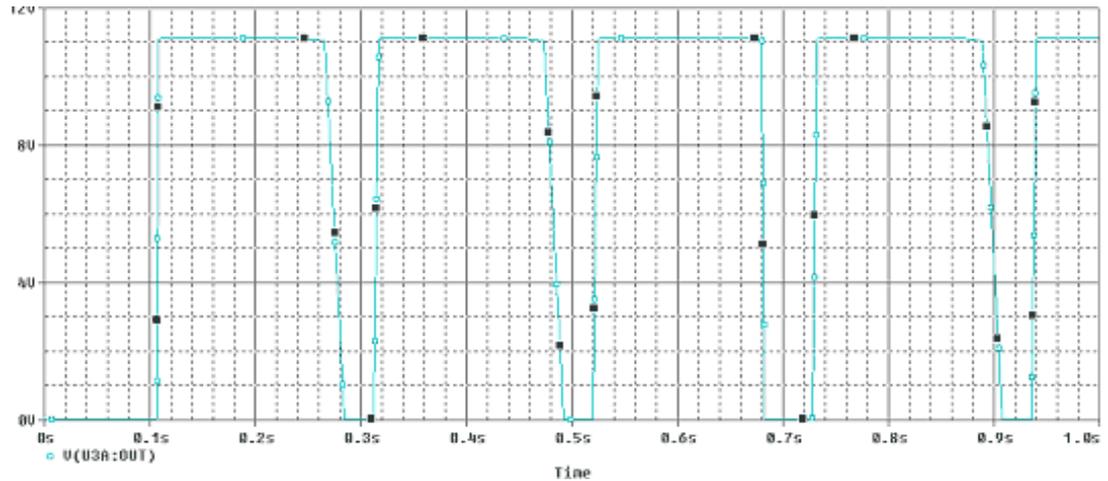


Abbildung 4.9.: PWM-Ausgangssignal des LM319 in PSpice

4.5.2. Funktionsweise

Als Input bekommt die Schaltung das durchgehend laufende PWM-Signal, welches über ein NAND-Gatter (IC4011, Datenblatt in [Abschnitt B.13](#)) mit dem ENABLE-Signal der Mutterschaltung verknüpft ist. Dieses ENABLE-Signal kommt nur, wenn von der Regelung auch ein Gießsignal kommt. Solange kein ENABLE-Signal vorliegt, schaltet Transistor T_1 (NPN-Transistor 2N2222A, Datenblatt in [Abschnitt B.10](#)) immer durch, da das NAND-Gatter nur eine logische Null am Ausgang hat, wenn beide Eingangssignale auf HIGH liegen. Das Potential an Knoten 1 wird so ohne ENABLE-Signal auf 0 V gezogen, da der Emitter auf Masse geschaltet wird. Das hat zur Folge, daß an Knoten 2 nur noch eine Restspannung von 0,7 V anliegt, die an dem pn-Übergang von Basis zu Emitter abfällt. Diese Spannung reicht aber nicht aus, um eine Raumladungszone unter dem Gate des MOSFETs entstehen zu lassen, und der FET bleibt somit gesperrt. Folglich liegt Knoten 3 auf 12 V, und es besteht keine Potentialdifferenz zwischen positivem und negativem Motoranschluß, weshalb kein Strom fließen kann.

Wenn nun beide Signal auf HIGH sind, schaltet der Ausgang auf Null und der Eingangs transistor T_1 sperrt. Das hat zur Folge, daß Knoten 1 auf 12 V gezogen wird, der Transistor T_2 (ebenfalls ein 2N2222) leitet und somit den Knoten 2 auf 12 V zieht und den MOSFET leitend werden läßt und der Motor so den nötigen Strom ziehen kann. Um das schnelle Umschalten zu gewährleisten, ist der Transistor T_3 (PNP-Transistor 2N2907A, Datenblatt in [Abschnitt B.11](#)) in die Schaltung integriert. Er entlädt das Gate des MOSFET, wenn der Knoten 1 wieder auf 0 V sinkt, da somit die Basis-Emitter-Spannung $U_{BE} < 0V$ ist und der Transistor leitend zur Masse wird.

Die Diode, die parallel zu den beiden Pumpeneingängen ist, ist eine Freilaufdiode, die dazu dient Spannungsüberschüsse beim Ein- oder Ausschalten abzufangen. Die Widerstände in der Schaltung dienen nur dem Einprägen von Strömen und können einfach über das Ohmsche Gesetz berechnet werden.

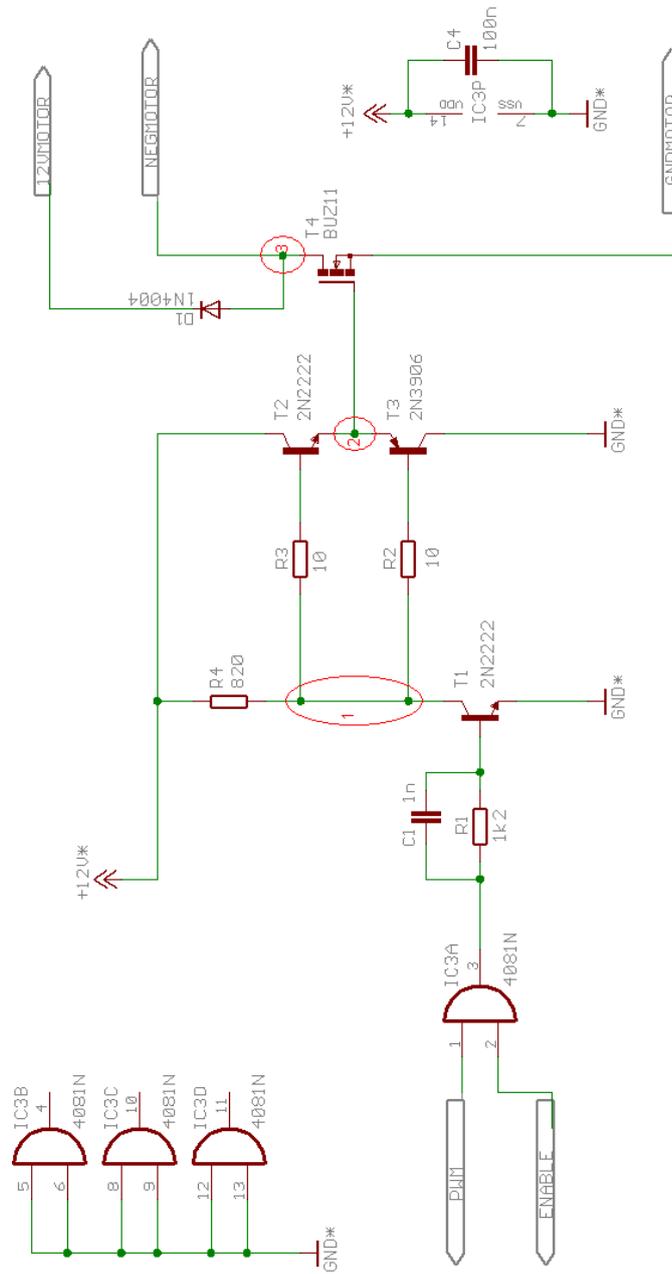


Abbildung 4.10.: Schaltbild der Pumpensteuerung

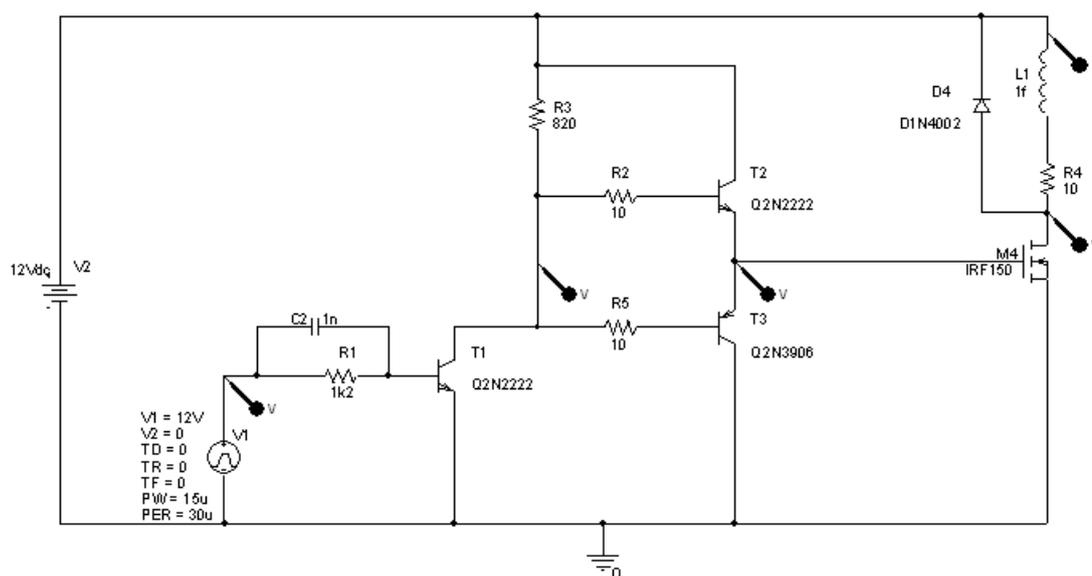


Abbildung 4.11.: Aufbau der Pumpenschaltung in PSpice

4.5.3. Simulation

Der Unterschied zwischen Theorie und realer Schaltung lag darin, daß keine PWM zur Verfügung stand und wir so auf eine Pulsspannungsquelle zurückgreifen mußten, um die PWM zu simulieren. Leider konnte man hier die Pulsweite nicht einstellen, sondern war an eine somit feste Leistung der Pumpe gebunden und konnte wenig experimentieren, da auch ein Motor verständlicherweise in keiner Bibliothek von PSpice zu finden war. Der Motor wurde durch einen sehr geringen Eingangswiderstand und eine Spule simuliert. Jedoch kam es dabei zu erheblichen Verzerrungen, wenn die Induktivität der Spule zu hoch gewählt wurde. Deshalb auch der sehr kleine Wert von 1 fF.

Hier sind nun noch die Ergebnisse der Simulation angefügt, die hauptsächlich dazu dienen sollen die Funktionsweise besser zu verstehen:

In [Abb. 4.12](#) kann man schön erkennen, daß am Knoten 1 immer das umgekehrte Potential wie am Eingang anliegt (Erklärung siehe [Abschnitt 4.5.2](#)). In [Abb. 4.13](#) erkennt man, daß sich die Spannung an Knoten 2 immer um 0,7 V von 12 V oder 0 V unterscheidet, eben wegen der pn-Übergänge in den Transistoren. Außerdem sieht man, daß die Spannung am Drain des MOSFET der Eingangsspannung folgt, und man sieht noch den Strom, der beim Durchschalten des MOSFET durch den Motor laufen kann. In diesem Fall ist die Höhe des Stroms von der Wahl des Widerstandes und der Spule abhängig und hat mit den wahren Werten der Pumpe bzw. deren Motor nichts zu tun, dient aber als gute Beschreibung der allgemeinen Motoreigenschaften!

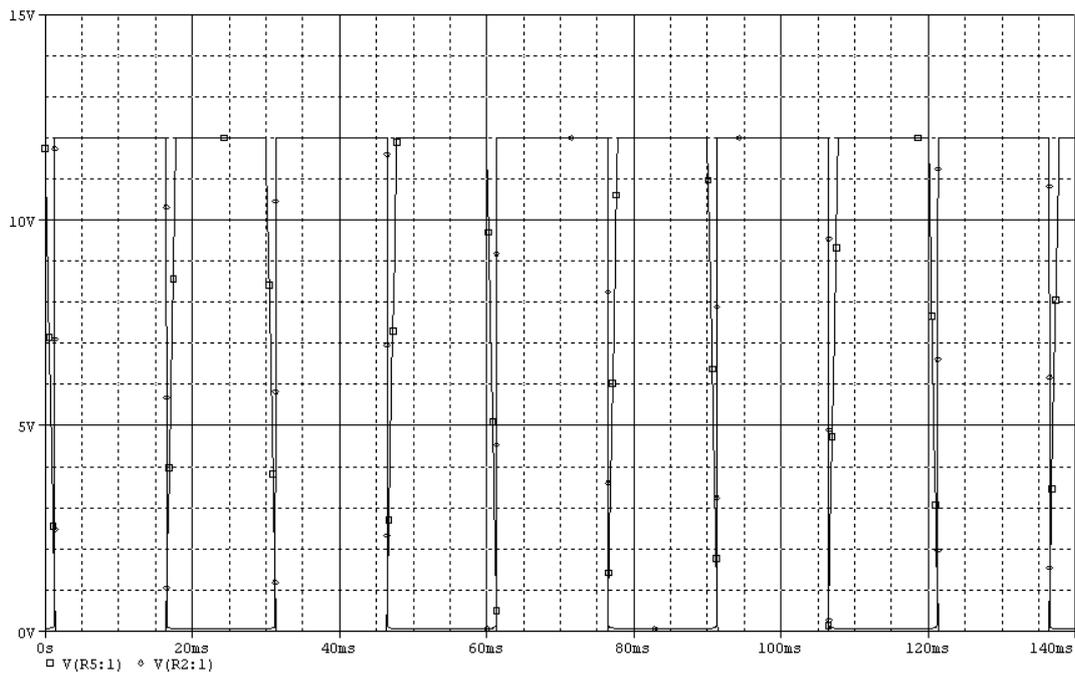


Abbildung 4.12.: Pumpensimulation: Eingangsspannung und Spannung an Knoten 1

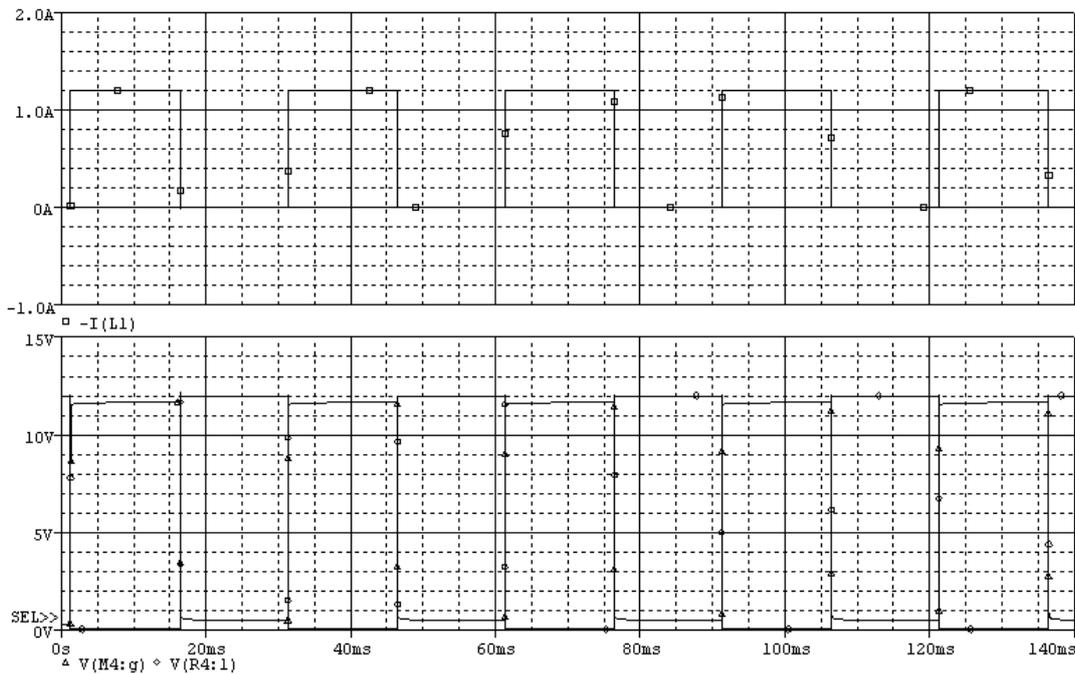


Abbildung 4.13.: Pumpensimulation: Strom am Motor (oben), Spannungen an Knoten 2 und Knoten 3 (unten)

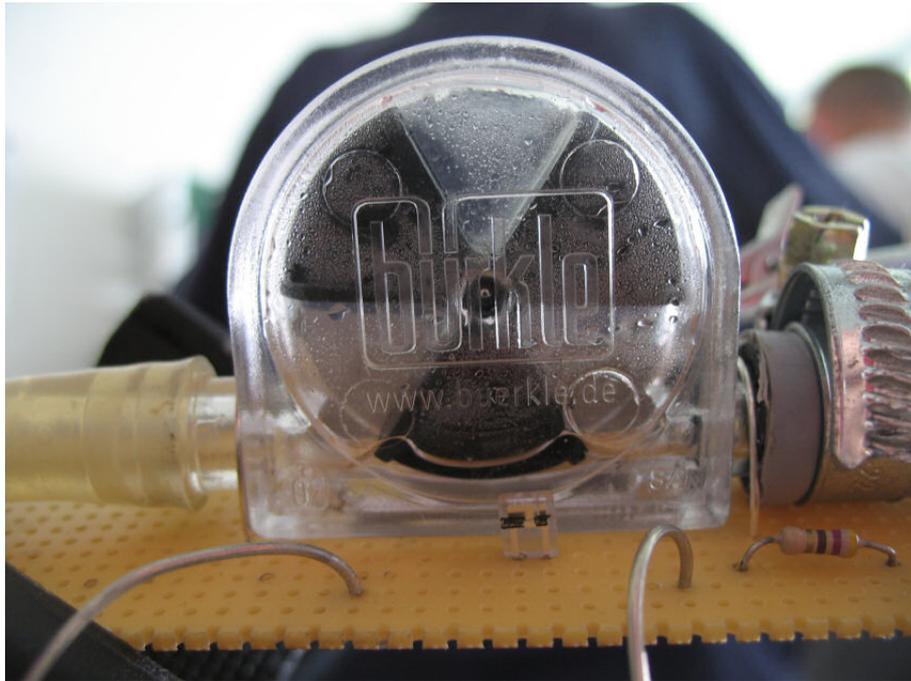


Abbildung 4.14.: Durchflußsensor

4.6. Durchflußsensor

Beim Durchflußmesser handelt es sich um ein weiteres Kontrollelement. Detektiert wird der Wasserfluß nach der Pumpe. Hierbei sind zwei Fehlerszenarien denkbar, die der Regelungseinheit gemeldet werden:

1. Die Pumpe erhält ein ENABLE-Signal (soll also pumpen), jedoch ist kein Wasserfluß zu messen.
2. Es fließt zwar Wasser, die Pumpe wird jedoch gar nicht angesteuert.

4.6.1. Funktionsweise

Fließendes Wasser setzt ein Wasserrad (Abb. 4.14) in Bewegung. Diese Bewegung wird mittels einer Gabellichtschranke, bestehend aus einer LED und einem Phototransistor, in Spannungsänderungen gewandelt. Diese werden anschließend schaltungstechnisch aufbereitet (Abb. 4.15). Die Schaltung arbeitet mit einer Versorgungsspannung von 12 V. Die LED (angeschlossen an Stecker „GLS“, PIN 3 und 4, angesteuert über einen Vorwiderstand $R_{19} + R_{20}$), emittiert dauerhaft Infrarotlicht. Dieses bescheint den Basis-Kollektor-Übergang eines Phototransistors (angeschlossen an Stecker „GLS“, PIN 3 und 4). Es fließt ein Photostrom. Fließt Wasser, so wird der Lichtstrahl und damit der Photostrom in regelmäßigen Intervallen von den Flügeln des sich drehenden Rads unterbrochen. Die

Stromänderung am Phototransistor wird über R_{21} als Spannungsänderung abgegriffen. IC_2 dient als Impedanzwandler, damit der Widerstand R_{21} , je nach Umgebungslicht, nachträglich geändert werden kann, ohne damit den nachfolgenden Schaltungsteil zu beeinflussen.

Anschließend wird das Signal mittels eines Schmitt-Triggers zu einer Rechteckspannung mit einer Amplitude von 12 V verstärkt. Die untere Schwellspannung zum Umschalten auf +12 V errechnet sich aus dem Spannungsteiler R_5 und R_8 und der Versorgungsspannung. Die Hysterese errechnet sich aus dem Verhältnis von R_5 und R_6 .

Der nun folgende Monoflop gibt bei jedem positiven Eingangsimpuls nur für eine bestimmte Zeit

$$\tau = \ln 2 \cdot R_{13} \cdot C_2$$

ein positives Signal aus. Bei positivem Eingangssignal schaltet T_2 durch, das Kollektorpotential springt auf 0 V. Dieser Sprung wird über C_2 auf die Basis von T_3 übertragen. Dieser sperrt dadurch so lange, bis sich C_2 über R_{13} wieder aufgeladen hat, die Ausgangsspannung, abgegriffen über der Kollektor-Emitter-Strecke von T_2 fällt dann wieder auf 0 V – unabhängig vom Eingangssignal. Der Monoflop ermöglicht das Zählen gleichförmiger Impulse in der nächsten Stufe. Kommt das Wasserrad derart zum Stillstand, daß der Phototransistor dauerhaft beschienen wird, so gibt der Monoflop nach einem letzten Impuls 0 V aus – im Gegensatz zum vorgeschalteten Schmitt-Trigger, der hier noch 12 V ausgibt. IC_{2C} ist ebenfalls als Komparator beschaltet und dient neben erneuter Verstärkung der Amplitude auf +12 V als weitere Koppelstufe für die nachfolgende Schaltung.

Im nächsten Schritt, dem RC-Glied aus C_3/C_4 und R_{22-24} wird das Rechtecksignal zu einer Gleichspannung integriert. R_{18} dient einzig der Begrenzung des Ausgangsstroms von IC_{2C} . Erreicht C_3/C_4 ein Spannungsimpuls der Rechteckspannung, so werden die Kapazitäten aufgeladen. Fällt die Spannung wieder auf 0 V, so werden die beiden parallel geschalteten Kondensatoren langsam über R_{22-24} wieder entladen, bis das nächste HIGH-Signal die Kondensatoren wieder auf ca. 12 V auflädt. Bei genügend schneller Pulsfolge fällt die Spannung über dem RC-Glied nur minimal, aus der Rechteckspannung entsteht im Falle des sich ausreichend schnell drehenden Rads eine Gleichspannung mit kleinen Schwankungen. Stoppt das Rad, so fällt diese wieder auf 0 V.

Dieses Signal kann nun mittels des Logikbausteins IC_{4A} ausgewertet werden. Es handelt sich hierbei um ein NOR-Glied, welches das oben generierte Durchflußsignal mit einem Signal der Mutterschaltung, einem Steuersignal der Pumpe, dergestalt verknüpft, daß am Ausgang nur dann ein positives Signal anliegt, wenn beide Signale den Wert 0 V haben (also keine Pumpaktivität vorliegt und auch kein Durchfluß detektiert wird) oder beide Signale mit 12 V anliegen (also gepumpt wird und auch Wasser fließt). In den anderen Fällen, den oben skizzierten Fehlerszenarien, fällt das Signal auf 0 V und signalisiert damit den Fehlerfall. Schließlich wird dieser Abfall noch über ein weiteres RC-Glied, $R_{26/27}$ und C_5 zeitverzögert, um die Ein- und Ausschwingvorgänge des Systems zu überbrücken, in denen das Rad erst an- bzw. auslaufen muß. Liegt der Fehlerfall vor, so wird das in [Abschnitt 4.7.1](#) beschriebene RS-Flipflop geschaltet und der Fehlerfall der Regelung gemeldet.

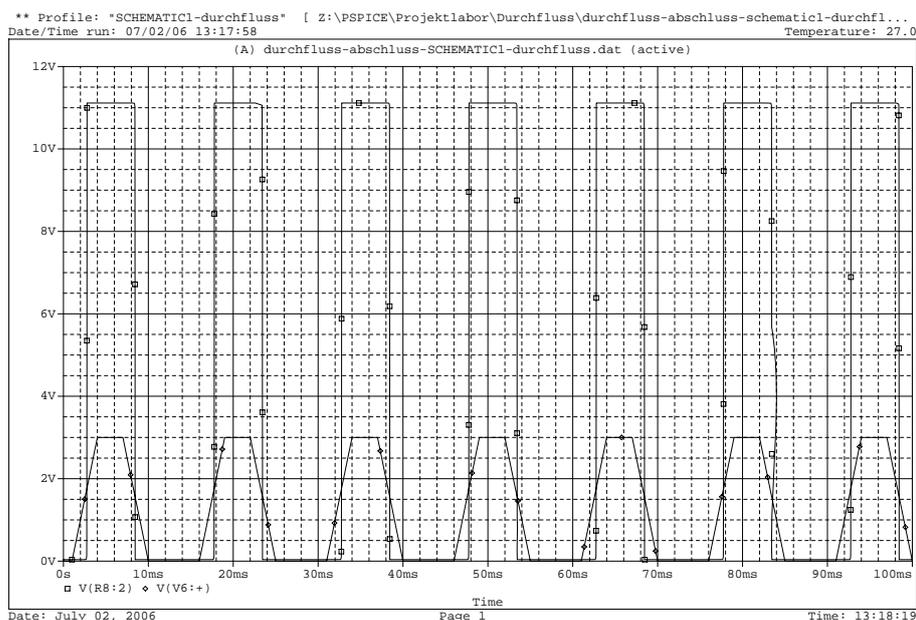


Abbildung 4.16.: Simulationsergebnis 1 des Durchflußsensors

4.6.2. Herangehensweise und Simulation

Die Entwicklung des Durchflußsensors verlief in mehreren Schritten: Zunächst wurde das Grundkonzept entwickelt und die notwendigen Berechnungen durchgeführt. Anschließend wurde die Schaltung intensiv mittels PSpice simuliert – dieser Teil der Arbeit war sehr zeitintensiv, beinahe alle ursprünglich berechneten Werte wurden nochmals revidiert. Anschließend wurde ein Testaufbau gemacht. Hierbei führte die Abhängigkeit vom Wasserfluß, an dem andere Teilgruppen arbeiteten, zu Verzögerungen. Auch hier wurde noch viel an der Schaltung geändert, da während der Simulation (und auch während der ersten Phasen des Testaufbaus) mit Pulsspannungsquellen als Signalgebern gearbeitet wurde, eine reale Gabellichtschranke jedoch deutlich unsauberere Signale liefert. Die Ergebnisse der Simulation im Einzelnen sind in den folgenden Abbildungen zu sehen:

Abb. 4.16 zeigt den Ausgang der Pulsspannungsquelle und das mittels Schmitt-Trigger verstärkte Signal. Gut zu erkennen die Hysterese des Schmitt-Triggers. Abb. 4.17 zeigt wieder das Signal am Ausgang des Schmitt-Triggers sowie den Ausgang der nächsten Stufe, des Monoflops. Entsprechend zeigt Abb. 4.18 die Signale nach Monoflop und darauf folgendem Komparator. Zu guter Letzt ist in Abb. 4.19 das Ein- und Ausgangssignal des „Integrations-RC-Glieds“ dargestellt.

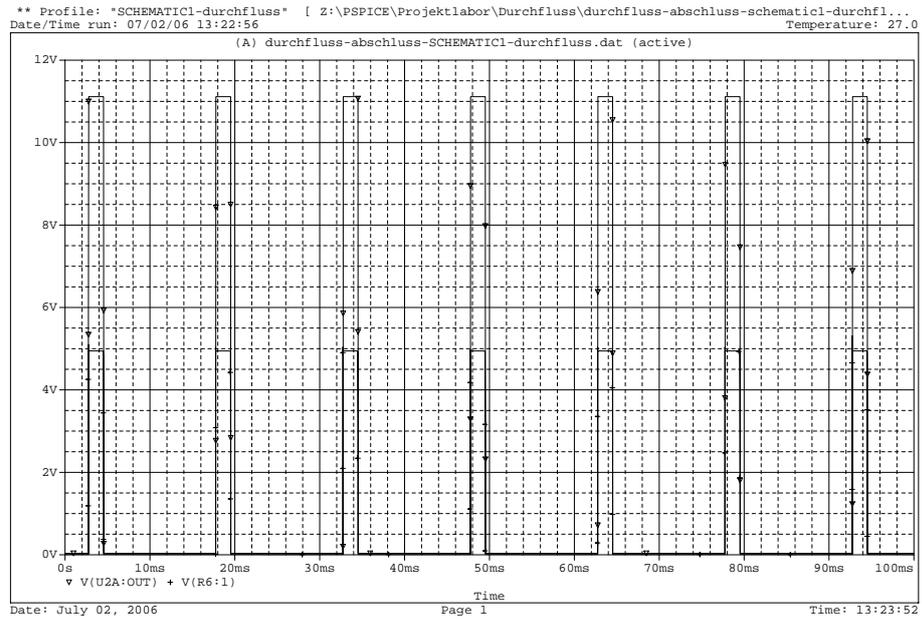


Abbildung 4.17.: Simulationsergebnis 2 des Durchflußsensors

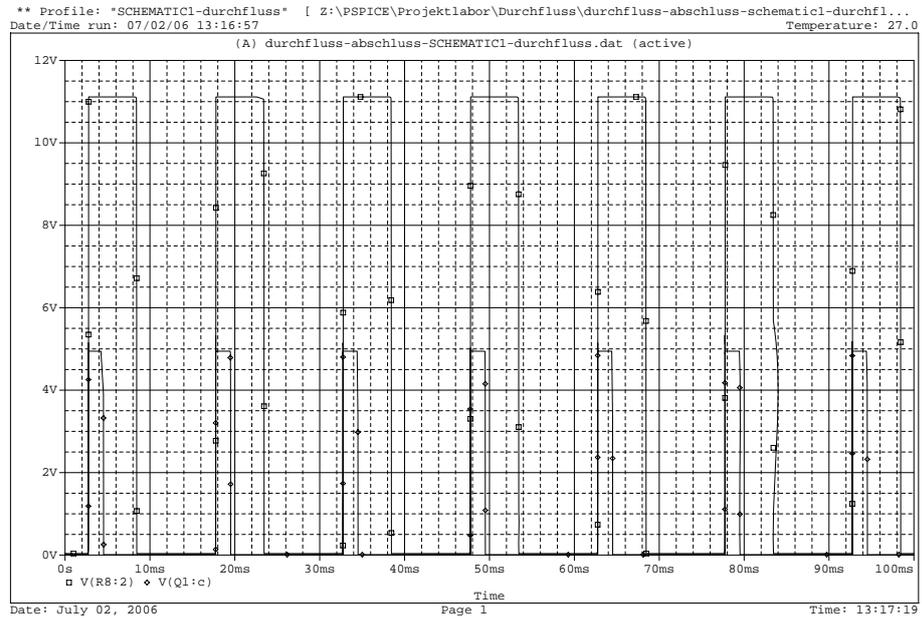


Abbildung 4.18.: Simulationsergebnis 3 des Durchflußsensors

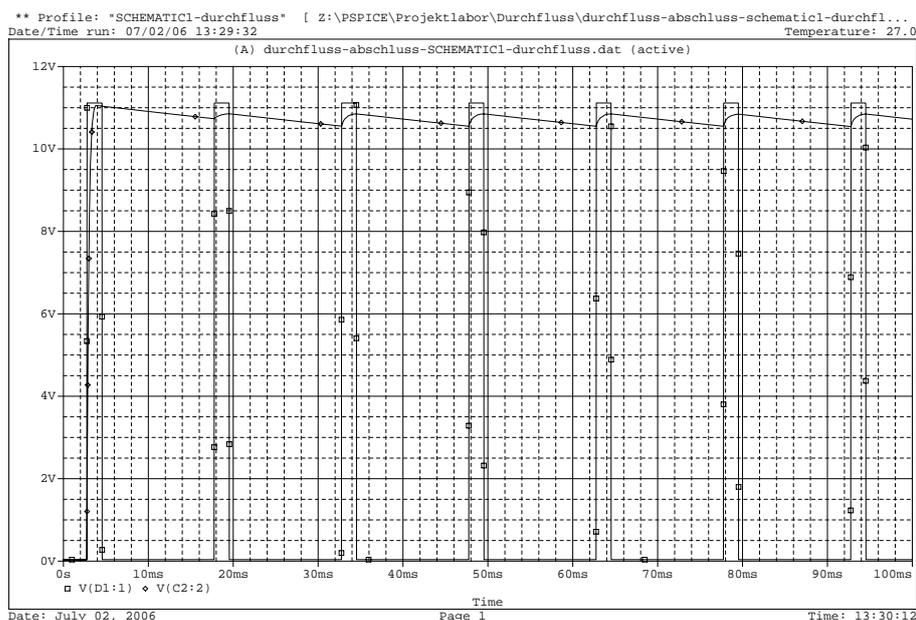


Abbildung 4.19.: Simulationsergebnis 4 des Durchflußsensors

4.7. Wasser im Gehäuse

Der Sensor soll feststellen, ob sich im Inneren der Bodenstation eventuell ein Leck in den Wasserleitungen befindet. Der Sensor gibt seinen Zustand auf den Bus weiter.

4.7.1. Funktionsweise

Es werden zwei Meßkontakte auf der Bodenplatte der Station angebracht. Sollte sich zwischen diesen eine Wasserpfütze bilden, so wird zwischen den Kontakten ein schwacher Strom fließen. Dieser wird über einen NPN-Transistor verstärkt. Um ein Logiksignal zu erhalten, wird die Spannung am Transistor abgegriffen. Dies ist genau dann nahe der Betriebsspannung (HIGH), wenn der Transistor sperrt, also wenn kein Strom zwischen den Kontakten fließt.

Wir verwenden an dieser Stelle sogenannte negative Logik. Das heißt, der Zustand, der angibt, daß alles in Ordnung ist, wird mit HIGH definiert. Diese ergibt bei Fehlersignalen meistens Sinn, weil es bei einer Störung wahrscheinlicher ist, daß ein Signal von HIGH auf LOW abfällt, als umgekehrt.

Das Logiksignal muß allerdings noch gespeichert werden, damit nach eingetretenem Fehlerfall die Schaltung nicht sofort wieder anläuft, sobald das Wasser kurzfristig abgeflossen ist und sich vielleicht noch immer im Gehäuse befindet. Erst wenn der Anwender den Taster betätigt und damit bestätigt, daß das Leck behoben ist und sich auch kein

Sebastian Becker / Benedikt Kästner
21.06.2006

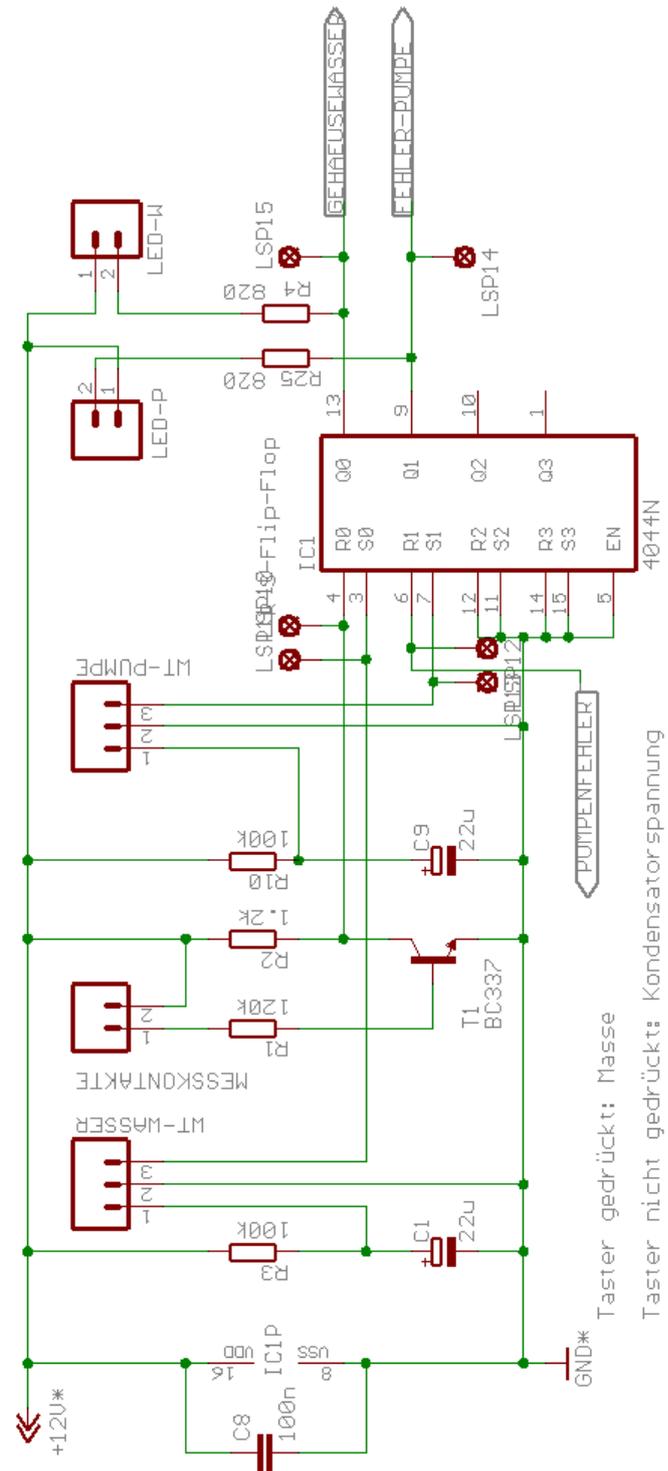


Abbildung 4.20.: Schaltbild der Teilschaltung „Wasser im Gehäuse“

Wasser mehr im Gehäuse befindet, wird wieder in den Normalzustand geschaltet.

Zum Speichern des Zustandes verwenden wir ein RS-Flipflop in der NAND-Ausführung (CMOS-IC4044N, Datenblatt in [Abschnitt B.15](#)), sprich mit negativer Logik. Hier bedeutet ein HIGH am Set- und am Reset-Eingang, daß der gespeicherte Zustand gehalten werden soll.

Das Problem ist, daß sich das Flipflop bei Inbetriebnahme in einem zufälligen Zustand befindet. Es muß also zunächst ein HIGH eingepreßt werden. Dies geschieht über einen Transistor, der langsam aufgeladen wird. Somit liegt am Set-Eingang beim Einschalten des Gerätes zuerst ein LOW an, und der Ausgang wird auf HIGH geschaltet. Nach ca. 2 Sekunden ist der Kondensator aufgeladen. Somit liegt am Set-Eingang dann HIGH an und der eingepreßte Zustand wird gehalten. Jetzt läßt sich der Zustand nur noch über die Meßkontakte und den Taster verändern. Die gleiche Zustandsspeicherung wird auch für den Durchflußsensor ([Abschnitt 4.6](#)) verwendet.

4.7.2. Historie

Die Idee für diesen Sensor ist erst im Laufe des Projektes entstanden, konnte aber recht schnell umgesetzt werden. Der erste Entwurf sah noch keine Zustandsspeicherung vor. Diese wurde erst später durch die oben genannten Überlegungen hinzugefügt.

4.8. Die Platinen

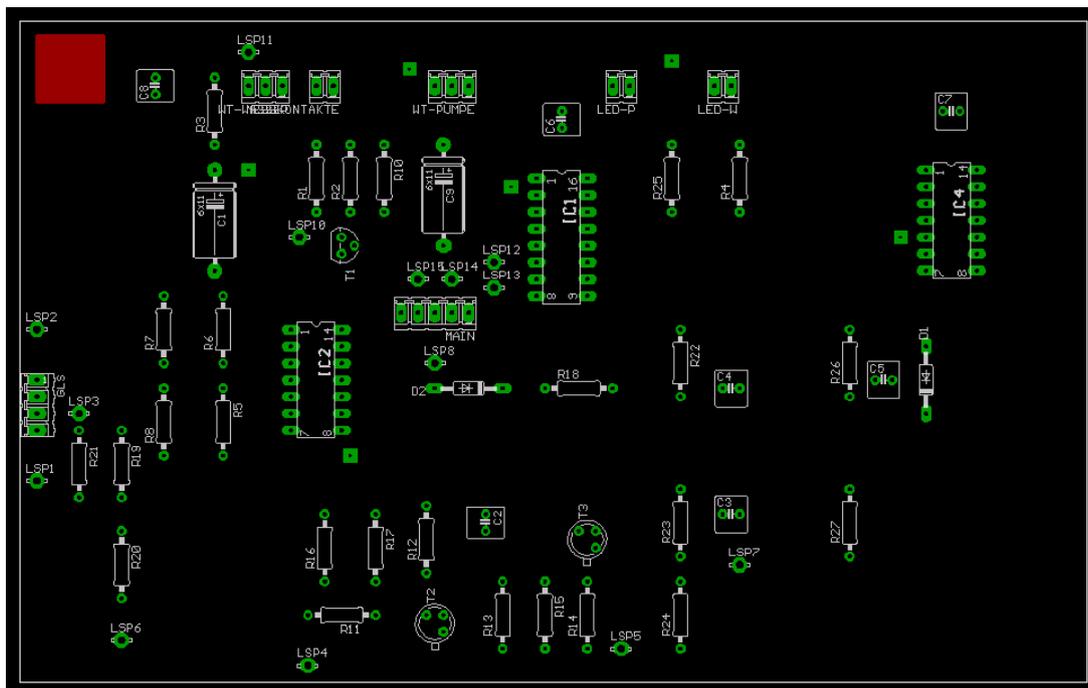


Abbildung 4.21.: Bestückungsplan der Gehäuseplatine

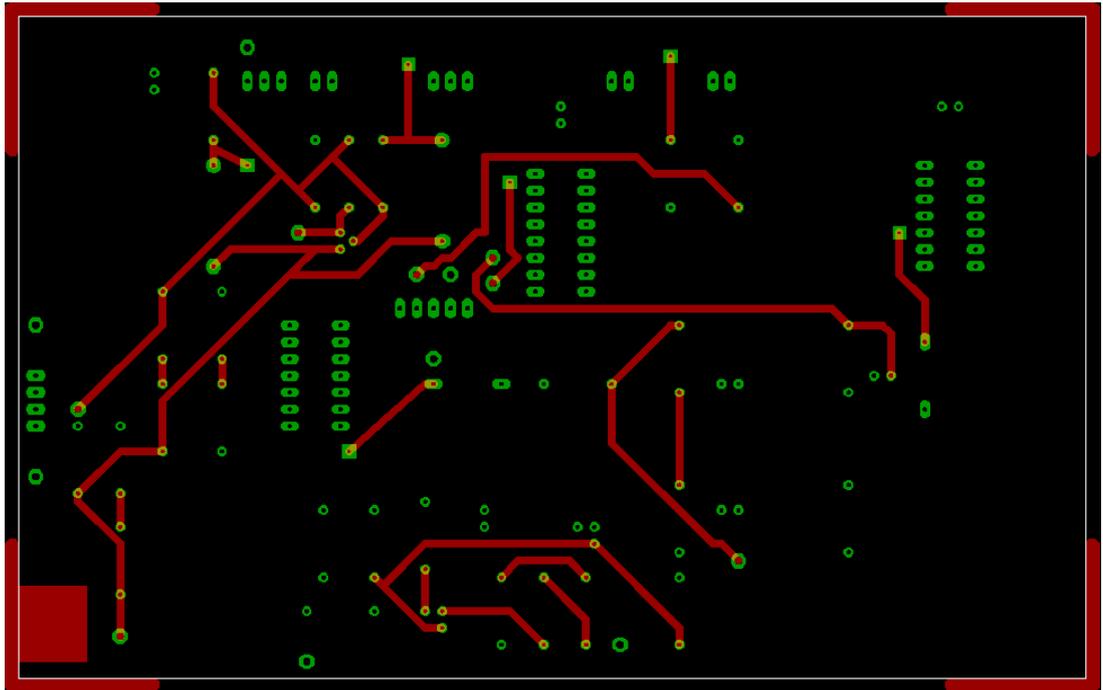


Abbildung 4.22.: Top-Layer der Gehäuseplatine

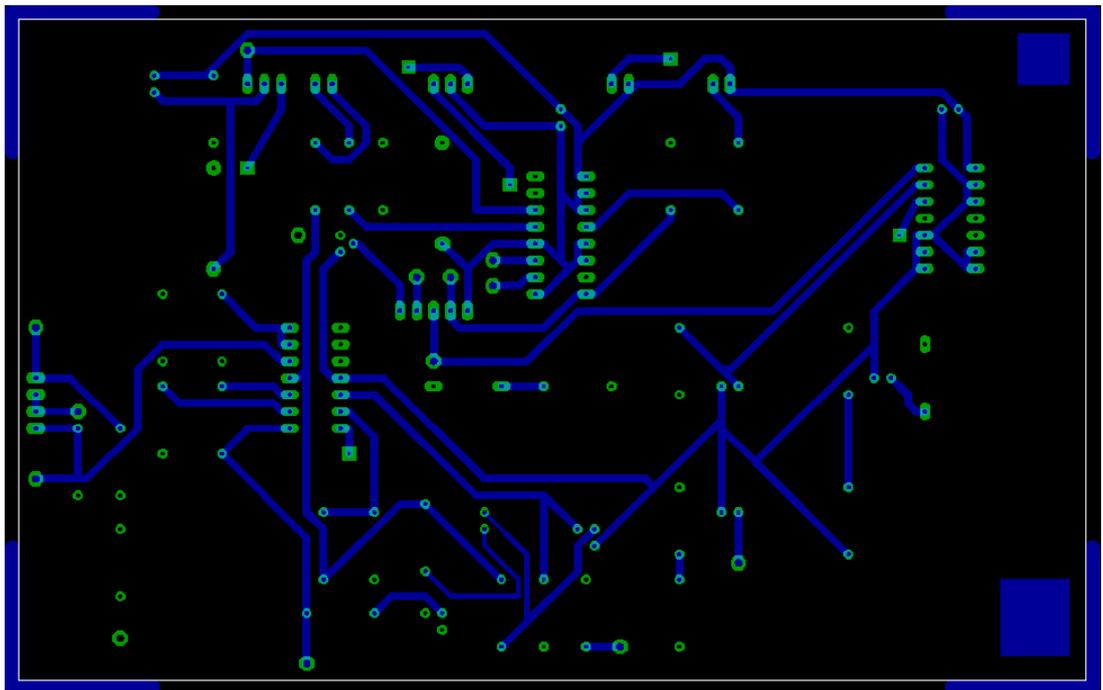


Abbildung 4.23.: Bottom-Layer der Gehäuseplatine

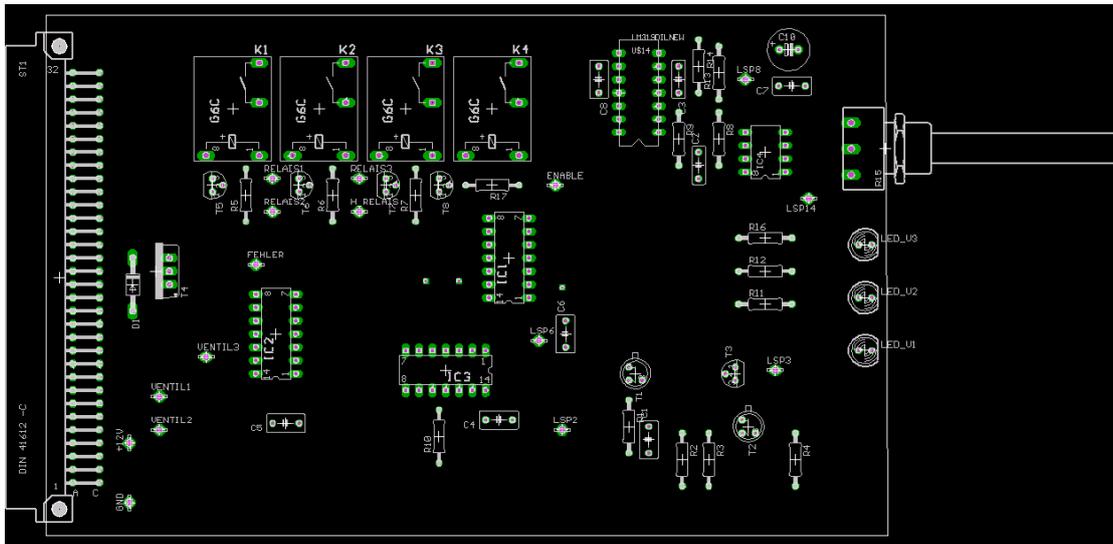


Abbildung 4.24.: Bestückungsplan der Hauptplatine

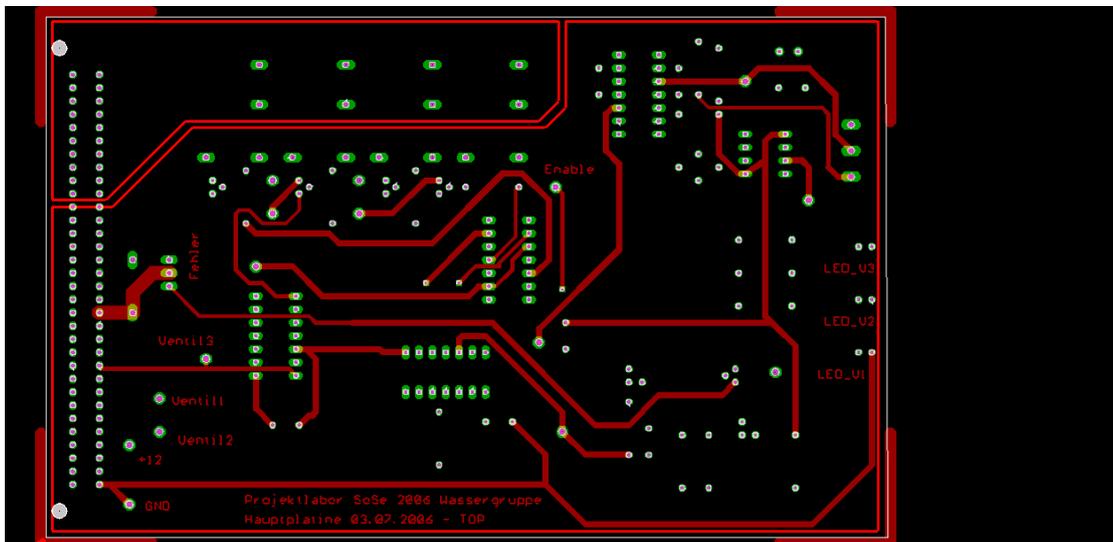


Abbildung 4.25.: Top-Layer der Hauptplatine

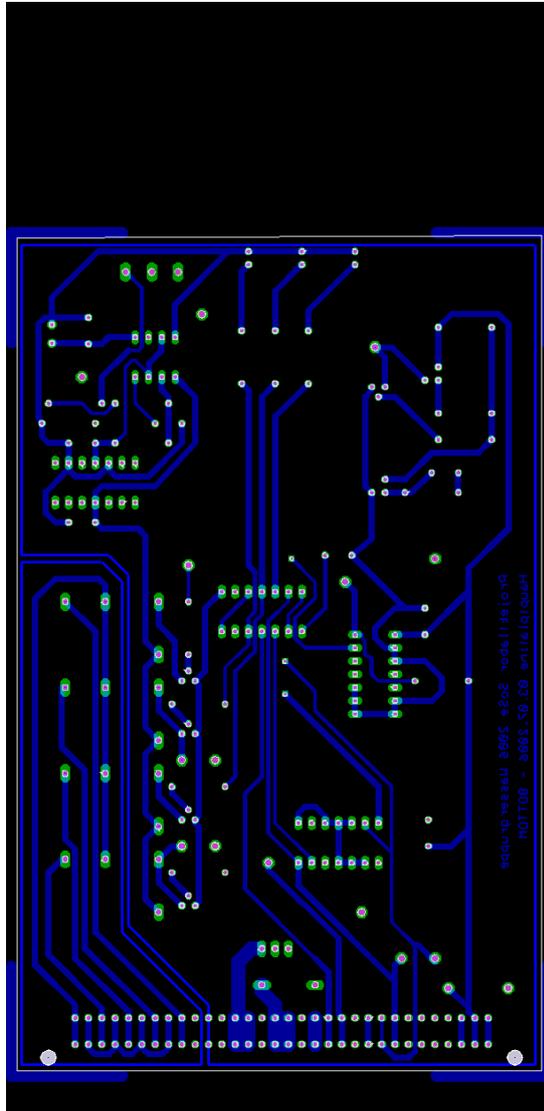


Abbildung 4.26.: Bottom-Layer der Hauptplatine

A. Bauteilelisten für die Platinen

A.1. Reedrelais

Liste A.1: Bauteileliste der Reedrelais-Platine (siehe [Abb. 2.4](#))

Part	Value	Device	Package	Library
C1	100n	C-EU025-024X044	C025-024X044	rcl
IC1	4001N	4001N	DIL14	40xx
IC2	4001N	4001N	DIL14	40xx
IC3	4001N	4001N	DIL14	40xx
R1	390k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R2	390k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R3	390k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R4	390k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R5	390k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R6	390k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R7	390k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R8	390k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R9	390k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R10	390k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R11	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R12	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R13	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R14	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R15	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
SL2		M08	08P	con-amp-quick
ST1	MAC64L	MAC64L	MAC64L	con-vg
SV1		ML14	ML14	con-ml

A.2. Drucksensor

Liste A.2: Bauteileliste der Drucksensor-Platine (siehe [Abb. 2.13](#))

Part	Value	Device	Package	Library
C2	100n	C-EU025-040X050	C025-040X050	rcl
C3	100n	C-EU025-040X050	C025-040X050	rcl
C4	100n	C-EU025-040X050	C025-040X050	rcl
C5	680n	C-EU025-040X050	C025-040X050	rcl
D1	10V	BZX55	D035Z10	diode

IC1	LM324N	LM324N	DIL14	linear
IC2	LM324N	LM324N	DIL14	linear
IC3	TL074N	TL074N	DIL14	linear
JP1		JP2Q	JP2Q	jumper
LSP1	LSP10	LSP10	LSP10	solpad
LSP2	LSP10	LSP10	LSP10	solpad
LSP3	LSP10	LSP10	LSP10	solpad
OUTTOLED		M06	06P	con-amp-quick
R1	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R2	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R3	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R4	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R5	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R6	60k4	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R7	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R8	60k4	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R9	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R10	60k4	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R11	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R12	60k4	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R13	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R14	60k4	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R15	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R16	249	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R17	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R18	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R19	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R20	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R21	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R22	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R23	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R24	953k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R25	953k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R26	500k	S64Y	S64Y	pot
R27	500	S64Y	S64Y	pot
R28	499	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R29	60k4	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R30	60k4	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R31	10k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R32	10k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R33	10k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R34	10k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R35	300	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R36	4k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
SENSOR		M04	04P	con-amp-quick
ST1	MAC64L	MAC64L	MAC64L	con-vg

Für die separate LED-Platine (Abb. 2.15) kommen ein weiterer 6er-Steckverbinder und 5 LEDs hinzu (2 grüne, 2 gelbe, 1 rote).

A.3. Feuchtemessung

Liste A.3: Bauteileliste der Feuchte-Platine (siehe [Abb. 2.23](#))

Part	Value	Package	Library
C1	100n	C050-024X044	rcl
C2	100n	C050-024X044	rcl
C3	50n	C025-025X050	rcl
C4	50n	C025-025X050	rcl
C5	4u7	E2,5-5	rcl
C6	100n	C050-024X044	rcl
C7	100n	C050-024X044	rcl
C14	4u7	E2,5-5	rcl
D1	1N4148	D035-10	diode
D2	1N4148	D035-10	diode
D3		S0D80C	diode
D4	10V	ZD10-10	diode
D5	1N4148	D035-10	diode
D6	1N4148	D035-10	diode
D7		S0D80C	diode
E1		03P	con-amp-quick
IC1	TL072P	DIL08	linear
IC2	TL072P	DIL08	linear
IC3	TL074P	DIL14	linear
IC4	TL074P	DIL14	linear
IC5	LM3914N	DIL18	linear
IC6	TL072P	DIL08	linear
IC7	TL074P	DIL14	linear
IC8	TL072P	DIL08	linear
J1		04C	jumper
J2		04C	jumper
R1	10k	0207/10	rcl
R2	10K	0207/10	rcl
R3	12K	0207/10	rcl
R4	60k	R0805	rcl
R5	60k	R0805	rcl
R6	1k	R0805	rcl
R7	10k	S64W	pot
R8	10k	R0805	rcl
R9	10k	R0805	rcl
R10	10k	R0805	rcl
R11	7,5k	0207/10	rcl
R12	10k	S64W	pot
R13	10k	0207/10	rcl
R14	12K	0207/10	rcl
R15	10k	R0805	rcl
R16	400	R0805	rcl
R17	250	R0805	rcl
R18	1200	R0805	rcl

R19	200	R0805	rcl
R20	9k	0207/10	rcl
R21	10k	0207/10	rcl
R22	5k	0207/10	rcl
R23	10k	R0805	rcl
R24	10k	R0805	rcl
R25	9k	0207/10	rcl
R26	10k	0207/10	rcl
R27	5k	0207/10	rcl
R28	10k	0207/10	rcl
R29	450k	R0805	rcl
R30	20k	R0805	rcl
R31	-	0207/10	rcl
R32	10k	0207/10	rcl
R33	10k	R0805	rcl
R34	10k	R0805	rcl
R35	10k	0207/10	rcl
R36	450k	R0805	rcl
R37	20k	R0805	rcl
R38	-	0207/10	rcl
R39	10K	0207/10	rcl
R40	12K	0207/10	rcl
SL1		10P	con-amp-quick
SL2		04P	con-amp-quick
SL3		04P	con-amp-quick
VOR	-	0207/10	rcl
VOR1	-	0207/10	rcl
X1	MAC64L	MAC64L	con-vg

A.4. Regelung

Liste A.4: Bauteileliste der Regelungsplatine (siehe [Abb. 3.10](#))

Part	Value	Device	Package	Library
C1	0,33u	C-EU050-035X075	C050-035X075	rcl
C2	1,5u	C-EU025-030X050	C025-030X050	rcl
C3	1,5u	C-EU025-030X050	C025-030X050	rcl
C4	0,47m	CPOL-EUE3.5-10	E3,5-10	rcl
C5	0,47m	CPOL-EUE3.5-10	E3,5-10	rcl
D1	1N4148	1N4148	D035-10	diode
FÜLLSTAND	LSP10	LSP10	LSP10	solpad
GIEßTIMER_C	LSP10	LSP10	LSP10	solpad
GND	LSP10	LSP10	LSP10	solpad
H20GEHÄUSE	LSP10	LSP10	LSP10	solpad
IC1	4049N	4049N	DIL16	40xx
IC2	4027N	4027N	DIL16	40xx
IC3	4082N	4082N	DIL14	40xx
IC4	NE555N	NE555N	DIL08	linear

IC5	NE555N	NE555N	DIL08	linear
IC6	TL074N	TL074N	DIL14	linear
IC7	4049N	4049N	DIL16	40xx
IC8	LM324N	LM324N	DIL14	linear
PAUSETIMER_C	LSP10	LSP10	LSP10	solpad
PUMPENFEHLER	LSP10	LSP10	LSP10	solpad
R1	100	R-EU_0207/7	0207/7	rcl
R2	11k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R3	470k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R4	47k	B25U	B25U	pot
R5	2,2M	B25U	B25U	pot
R6	1k	R-EU_0207/15	0207/15	rcl
R7	560k	R-EU_0207/7	0207/7	rcl
R8	3,87k	R-EU_0207/7	0207/7	rcl
R9	560	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R10	560	R-EU_0207/15	0207/15	rcl
R11	560	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R12	560	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R13	560	R-EU_0207/12	0207/12	rcl
R14	560	R-EU_0207/15	0207/15	rcl
R15	560	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R16	10k	ECP10S-B	ECP10S-B	pot
R17	10k	ECP10S-B	ECP10S-B	pot
R18	18k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R19	2,7k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R20	18k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R21	18k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
S1		CK102X06	CK102X06	switch
S2		320-916	320-916	switch
S4		31-XX	B3F-31XX	switch-omron
SIG	LSP10	LSP10	LSP10	solpad
SL2		M10	10P	con-amp-quick
ST1	MAC64L	MAC64L	MAC64L	con-vg

Hinzu kommen 4 rote, 2 grüne und eine gelbe LED, ein Tastschalter und ein geerdeter Kippschalter auf der Zwischenplatine, sowie ein 5fach-Stecker und 4 2fach-Stecker, um die Hauptplatine mit der Zwischenplatine verbinden zu können. Die Angaben gelten für jeweils eine Platine.

A.5. Wasser-Gehäuseplatine

Liste A.5: Bauteileliste der Wasser-Gehäuseplatine (siehe [Abb. 4.21](#))

Part	Value	Package	Library
C1	22u	E15-6	rcl
C2	100n	C025-060X050	rcl
C3	15n	C025-060X050	rcl

C4	1n	C025-060X050	rcl
C5	150n	C025-060X050	rcl
C6	100n	C025-060X050	rcl
C7	100n	C025-060X050	rcl
C8	100n	C025-060X050	rcl
C9	22u	E15-6	rcl
D1	1N4148	D035-10	diode
D2	1N4148	D035-10	diode
GLS		04P	con-amp-quick
IC1	4044N	DIL16	40xx
IC2	LM324N	DIL14	linear
IC4	4077N	DIL14	40xx
LED-P		02P	con-amp-quick
LED-W		02P	con-amp-quick
LSP1	LSP13	LSP13	solpad
LSP2	LSP13	LSP13	solpad
LSP3	LSP13	LSP13	solpad
LSP4	LSP13	LSP13	solpad
LSP5	LSP13	LSP13	solpad
LSP6	LSP13	LSP13	solpad
LSP7	LSP13	LSP13	solpad
LSP8	LSP13	LSP13	solpad
LSP10	LSP13	LSP13	solpad
LSP11	LSP13	LSP13	solpad
LSP12	LSP13	LSP13	solpad
LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP14	LSP13	LSP13	solpad
LSP15	LSP13	LSP13	solpad
MAIN		05P	con-amp-quick
MESSKONTAKTE		02P	con-amp-quick
R1	120k	0207/10	rcl
R2	1.2k	0207/10	rcl
R3	100k	0207/10	rcl
R4	820	0207/10	rcl
R5	25k	0207/10	rcl
R6	330	0207/10	rcl
R7	60k	0207/10	rcl
R8	2k7	0207/10	rcl
R10	100k	0207/10	rcl
R11	10k	0207/10	rcl
R12	??	0207/10	rcl
R13	??	0207/10	rcl
R14	??	0207/10	rcl
R15	30k	0207/10	rcl
R16	60k	0207/10	rcl
R17	10k	0207/10	rcl
R18	12k	0207/10	rcl
R19	470	0207/10	rcl
R20	68	0207/10	rcl

R21	470	0207/10	rcl
R22	10meg	0207/10	rcl
R23	10meg	0207/10	rcl
R24	10meg	0207/10	rcl
R25	820	0207/10	rcl
R26	10meg	0207/10	rcl
R27	10meg	0207/10	rcl
T1	BC337	T092	transistor-npn
T2	2N2222	T018	transistor-npn
T3	2N2222	T018	transistor-npn
WT-PUMPE		03P	con-amp-quick
WT-WASSER		03P	con-amp-quick

A.6. Wasser-Hauptplatine

Liste A.6: Bauteileliste der Wasser-Hauptplatine (siehe [Abb. 4.24](#))

Part	Value	Package	Library
+12V	LSP13	LSP13	solpad
C1	1n	C050-035X075	rcl
C2		C050-025X075	rcl
C3		C050-025X075	rcl
C4	100n	C050-035X075	rcl
C5		C050-035X075	rcl
C6		C050-035X075	rcl
C7	100n	C050-035X075	rcl
C8	100n	C050-035X075	rcl
C10		E3,5-8	rcl
D1	1N4004	D041-10	diode
ENABLE	LSP13	LSP13	solpad
FEHLER	LSP13	LSP13	solpad
GND	LSP13	LSP13	solpad
H_RELAIS	LSP13	LSP13	solpad
IC1	4081N	DIL14	40xx
IC2	4075N	DIL14	40xx
IC3	4081N	DIL14	40xx
IC4	NE555N	DIL08	linear
K1	G6C-1117P	G6C-1117P	relay
K2	G6C-1117P	G6C-1117P	relay
K3	G6C-1117P	G6C-1117P	relay
K4	G6C-1117P	G6C-1117P	relay
LED_V1	LED5MM	LED5MM	led
LED_V2	LED5MM	LED5MM	led
LED_V3	LED5MM	LED5MM	led
LSP2	LSP13	LSP13	solpad
LSP3	LSP13	LSP13	solpad
LSP6	LSP13	LSP13	solpad
LSP8	LSP13	LSP13	solpad

LSP14	LSP13	LSP13	solpad
R1	1k2	0207/10	rcl
R2	10	0207/10	rcl
R3	10	0207/10	rcl
R4	820	0207/10	rcl
R5	12k	0207/10	rcl
R6	12k	0207/10	rcl
R7	12k	0207/10	rcl
R8		0207/10	rcl
R9		0207/10	rcl
R10		0207/10	rcl
R11	820	0207/10	rcl
R12	820	0207/10	rcl
R13		0207/10	rcl
R14		0207/10	rcl
R15	PC16S	PC16S	piher
R16	820	0207/10	rcl
R17	12k	0207/10	rcl
RELAIS1	LSP13	LSP13	solpad
RELAIS2	LSP13	LSP13	solpad
RELAIS3	LSP13	LSP13	solpad
ST1	MAC64L	MAC64L	con-vg
T1	2N2222	T018	transistor-npn
T2	2N2222	T018	transistor-npn
T3	2N3906	T092	transistor-pnp
T4	BUZ11	T0220BV	transistor-power
T5	BC337	T092	transistor-npn
T6	BC337	T092	transistor-npn
T7	BC337	T092	transistor-npn
T8	BC337	T092	transistor-npn
U\$14	LM319DILNEW	DIL14	ss2006
VENTIL1	LSP13	LSP13	solpad
VENTIL2	LSP13	LSP13	solpad
VENTIL3	LSP13	LSP13	solpad

B. Datenblätter

Timer

NE/SA/SE555/SE555C

DESCRIPTION

The 555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays, or oscillation. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200mA.

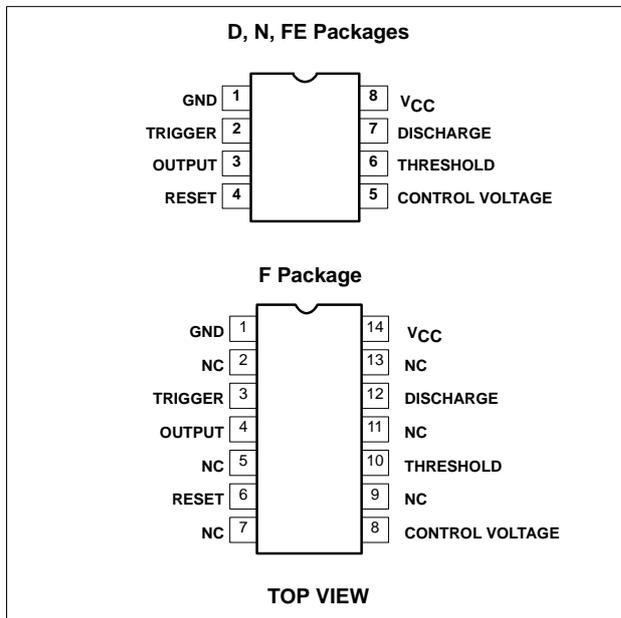
FEATURES

- Turn-off time less than 2µs
- Max. operating frequency greater than 500kHz
- Timing from microseconds to hours
- Operates in both astable and monostable modes
- High output current
- Adjustable duty cycle
- TTL compatible
- Temperature stability of 0.005% per °C

APPLICATIONS

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation

PIN CONFIGURATIONS



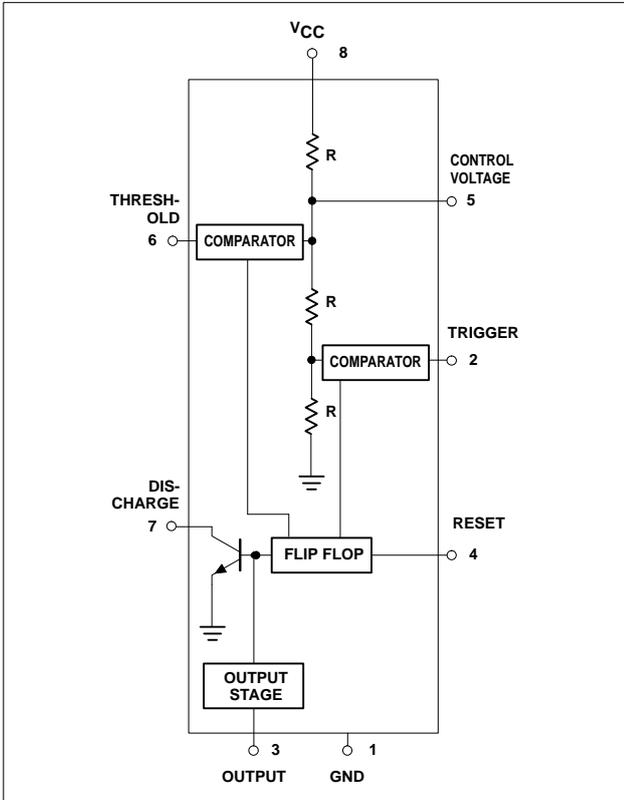
ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	NE555D	0174C
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE555N	0404B
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +85°C	SA555N	0404B
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +85°C	SA555D	0174C
8-Pin Hermetic Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	SE555CFE	
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	SE555CN	0404B
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	SE555N	0405B
8-Pin Hermetic Cerdip	-55°C to +125°C	SE555FE	
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0 to +70°C	NE555F	0581B
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	SE555F	0581B
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	SE555CF	0581B

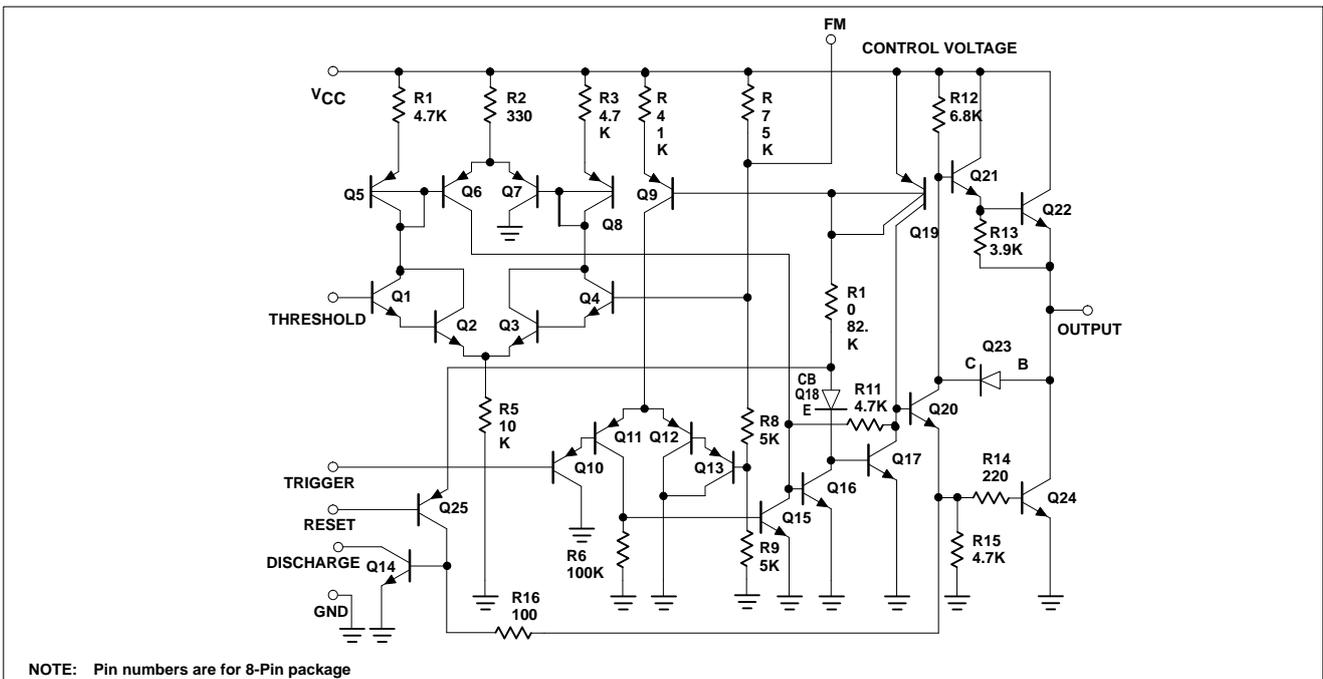
Timer

NE/SA/SE555/SE555C

BLOCK DIAGRAM



EQUIVALENT SCHEMATIC



Timer

NE/SA/SE555/SE555C

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V _{CC}	Supply voltage		
	SE555	+18	V
	NE555, SE555C, SA555	+16	V
P _D	Maximum allowable power dissipation ¹	600	mW
T _A	Operating ambient temperature range		
	NE555	0 to +70	°C
	SA555	-40 to +85	°C
	SE555, SE555C	-55 to +125	°C
T _{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T _{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	+300	°C

NOTES:

- The junction temperature must be kept below 125°C for the D package and below 150°C for the FE, N and F packages. At ambient temperatures above 25°C, where this limit would be derated by the following factors:
D package 160°C/W
FE package 150°C/W
N package 100°C/W
F package 105°C/W

Timer

NE/SA/SE555/SE555C

DC AND AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE555			NE555/SE555C			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{CC}	Supply voltage		4.5		18	4.5		16	V
I_{CC}	Supply current (low state) ¹	$V_{CC}=5\text{V}$, $R_L=\infty$		3	5		3	6	mA
		$V_{CC}=15\text{V}$, $R_L=\infty$		10	12		10	15	mA
t_M	Timing error (monostable)	$R_A=2\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$							
	Initial accuracy ²	$C=0.1\mu\text{F}$		0.5	2.0		1.0	3.0	%
	Drift with temperature			30	100		50	150	ppm/ $^\circ\text{C}$
$\Delta t_M/\Delta V_S$	Drift with supply voltage			0.05	0.2		0.1	0.5	%/V
t_A	Timing error (astable)	$R_A, R_B=1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$							
	Initial accuracy ²	$C=0.1\mu\text{F}$		4	6		5	13	%
	Drift with temperature	$V_{CC}=15\text{V}$			500			500	ppm/ $^\circ\text{C}$
$\Delta t_A/\Delta V_S$	Drift with supply voltage			0.15	0.6		0.3	1	%/V
V_C	Control voltage level	$V_{CC}=15\text{V}$	9.6	10.0	10.4	9.0	10.0	11.0	V
		$V_{CC}=5\text{V}$	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4.0	V
V_{TH}	Threshold voltage	$V_{CC}=15\text{V}$	9.4	10.0	10.6	8.8	10.0	11.2	V
		$V_{CC}=5\text{V}$	2.7	3.33	4.0	2.4	3.33	4.2	V
I_{TH}	Threshold current ³			0.1	0.25		0.1	0.25	μA
V_{TRIG}	Trigger voltage	$V_{CC}=15\text{V}$	4.8	5.0	5.2	4.5	5.0	5.6	V
		$V_{CC}=5\text{V}$	1.45	1.67	1.9	1.1	1.67	2.2	V
I_{TRIG}	Trigger current	$V_{TRIG}=0\text{V}$		0.5	0.9		0.5	2.0	μA
V_{RESET}	Reset voltage ⁴	$V_{CC}=15\text{V}$, $V_{TH}=10.5\text{V}$	0.3		1.0	0.3		1.0	V
I_{RESET}	Reset current	$V_{RESET}=0.4\text{V}$		0.1	0.4		0.1	0.4	mA
	Reset current	$V_{RESET}=0\text{V}$		0.4	1.0		0.4	1.5	mA
V_{OL}	Output voltage (low)	$V_{CC}=15\text{V}$							
		$I_{SINK}=10\text{mA}$		0.1	0.15		0.1	0.25	V
		$I_{SINK}=50\text{mA}$		0.4	0.5		0.4	0.75	V
		$I_{SINK}=100\text{mA}$		2.0	2.2		2.0	2.5	V
		$I_{SINK}=200\text{mA}$		2.5			2.5		V
		$V_{CC}=5\text{V}$							
$I_{SINK}=8\text{mA}$		0.1	0.25		0.3	0.4	V		
$I_{SINK}=5\text{mA}$		0.05	0.2		0.25	0.35	V		
V_{OH}	Output voltage (high)	$V_{CC}=15\text{V}$							
		$I_{SOURCE}=200\text{mA}$		12.5			12.5		V
		$I_{SOURCE}=100\text{mA}$	13.0	13.3		12.75	13.3		V
		$V_{CC}=5\text{V}$							
		$I_{SOURCE}=100\text{mA}$	3.0	3.3		2.75	3.3		V
t_{OFF}	Turn-off time ⁵	$V_{RESET}=V_{CC}$		0.5	2.0		0.5	2.0	μs
t_R	Rise time of output			100	200		100	300	ns
t_F	Fall time of output			100	200		100	300	ns
	Discharge leakage current			20	100		20	100	nA

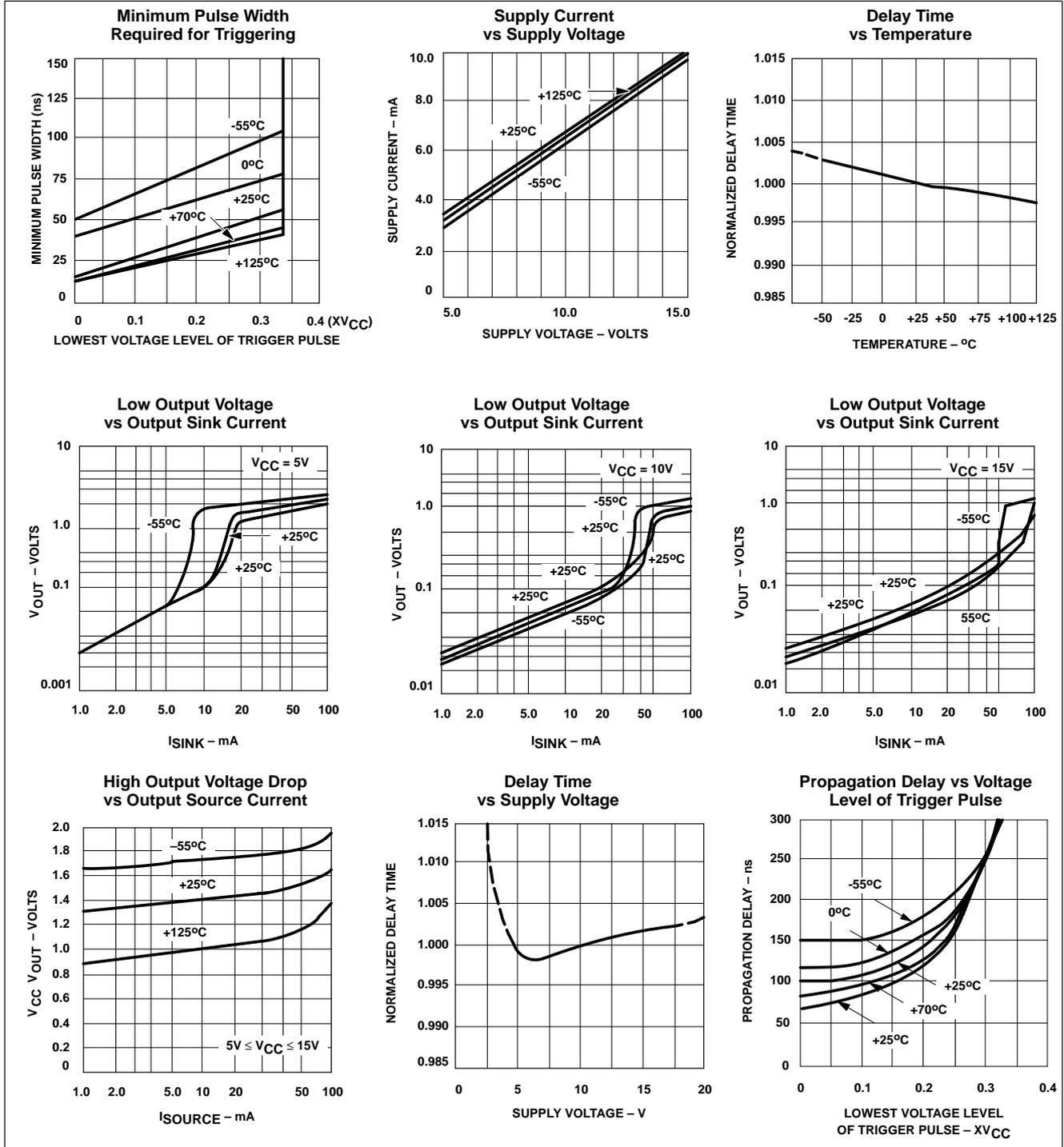
NOTES:

- Supply current when output high typically 1mA less.
- Tested at $V_{CC}=5\text{V}$ and $V_{CC}=15\text{V}$.
- This will determine the max value of R_A+R_B , for 15V operation, the max total $R=10\text{M}\Omega$, and for 5V operation, the max. total $R=3.4\text{M}\Omega$.
- Specified with trigger input high.
- Time measured from a positive going input pulse from 0 to $0.8 \times V_{CC}$ into the threshold to the drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold.

Timer

NE/SA/SE555/SE555C

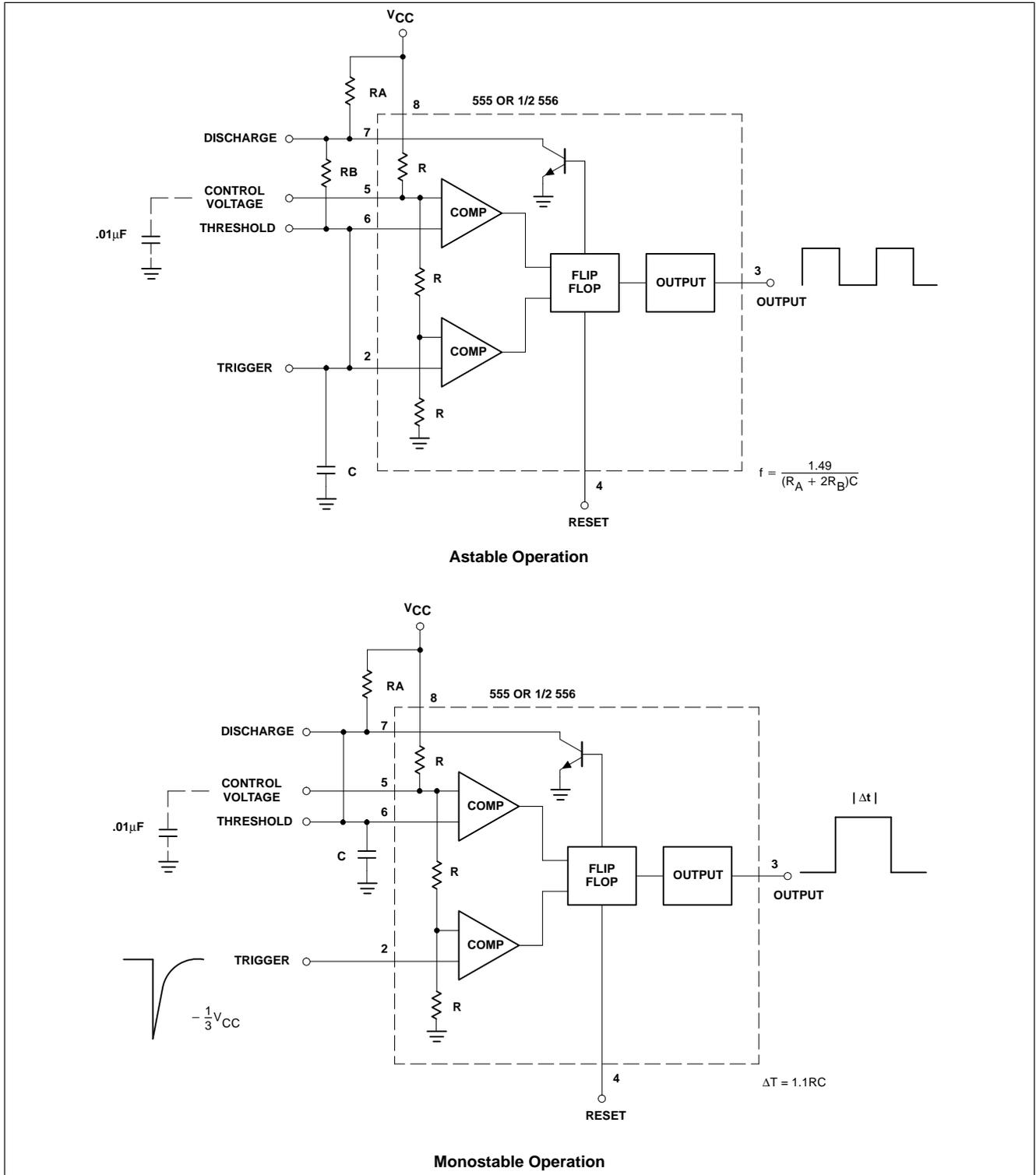
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



Timer

NE/SA/SE555/SE555C

TYPICAL APPLICATIONS



Timer

NE/SA/SE555/SE555C

TYPICAL APPLICATIONS

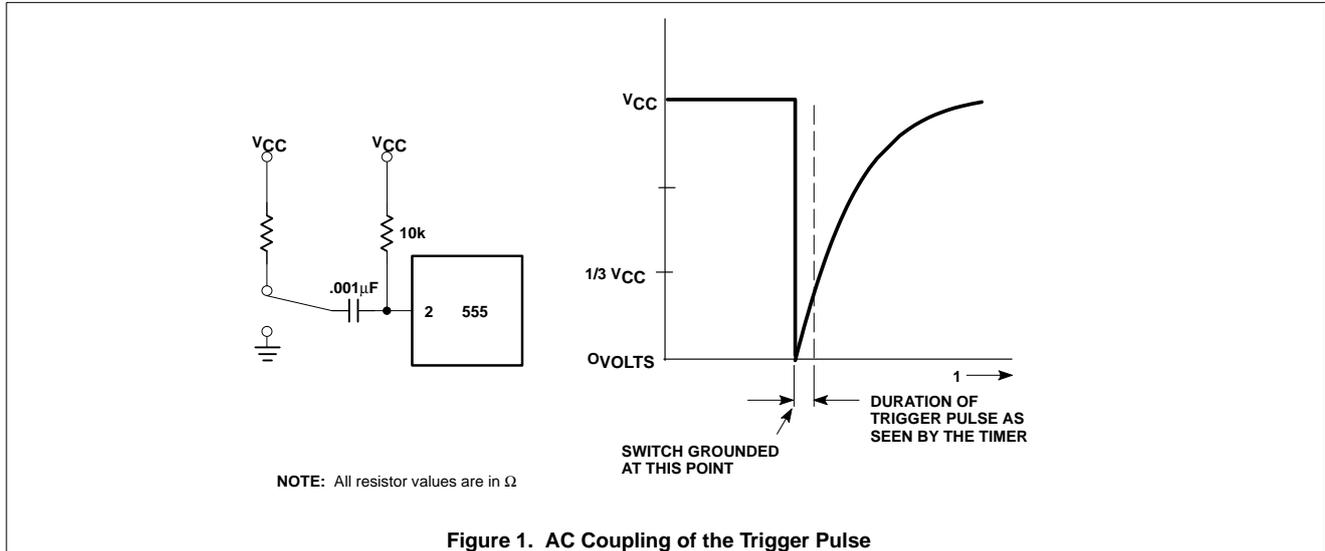


Figure 1. AC Coupling of the Trigger Pulse

Trigger Pulse Width Requirements and Time Delays

Due to the nature of the trigger circuitry, the timer will trigger on the negative going edge of the input pulse. For the device to time out properly, it is necessary that the trigger voltage level be returned to some voltage greater than one third of the supply before the time out period. This can be achieved by making either the trigger pulse sufficiently short or by AC coupling into the trigger. By AC coupling the trigger, see Figure 1, a short negative going pulse is achieved when the trigger signal goes to ground. AC coupling is most frequently used in conjunction with a switch or a signal that goes to ground which initiates the timing cycle. Should the trigger be held low, without AC coupling, for a longer duration than the timing cycle the output will remain in a high state for the duration of the low trigger signal, without regard to the threshold comparator state. This is due to the predominance of Q₁₅ on the base of Q₁₆, controlling the state of the bi-stable flip-flop. When the trigger signal then returns to a high level, the output will fall immediately. Thus, the output signal will follow the trigger signal in this case.

Another consideration is the "turn-off time". This is the measurement of the amount of time required after the threshold reaches 2/3 V_{CC} to turn the output low. To explain further, Q₁ at the threshold input turns on after reaching 2/3 V_{CC}, which then turns on Q₅, which turns on Q₆. Current from Q₆ turns on Q₁₆ which turns Q₁₇ off. This allows current from Q₁₉ to turn on Q₂₀ and Q₂₄ to given an output low. These steps cause the 2µs max. delay as stated in the data sheet.

Also, a delay comparable to the turn-off time is the trigger release time. When the trigger is low, Q₁₀ is on and turns on Q₁₁ which turns on Q₁₅. Q₁₅ turns off Q₁₆ and allows Q₁₇ to turn on. This turns off current to Q₂₀ and Q₂₄, which results in output high. When the trigger is released, Q₁₀ and Q₁₁ shut off, Q₁₅ turns off, Q₁₆ turns on and the circuit then follows the same path and time delay explained as "turn off time". This trigger release time is very important in designing the trigger pulse width so as not to interfere with the output signal as explained previously.

24PC SMT Series *(mbar)*

Unamplified, uncompensated pressure sensors

FEATURES

- 0...50 mbar to 0...1 bar gage or differential
- High impedance bridge
- True surface mount miniature package
- Usable for wet/wet applications⁸

SERVICE

All media compatible with

port 1: - polyphthalamide
- silver-filled silicone
- silicon nitride

port 2: - polyphthalamide
- fluor-silicone
- silicon



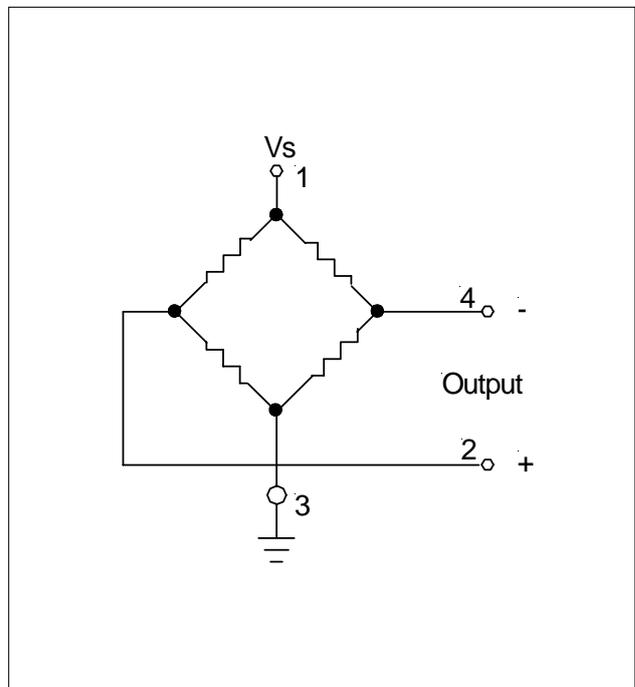
Scale:  1 cm
1/2 inch

SPECIFICATIONS

Maximum ratings

Supply voltage	12 V
Temperature limits	
Storage	-55 to +100°C
Operating	-40 to +85°C
Lead temperature (10 sec. soldering)	260°C
Humidity limits	0...100 %RH
Vibration (0 to 2000 Hz) (qualification tested)	20 g sine
Mechanical shock (qualification tested)	50 g
Proof pressure ¹	
24PC0050DSMT	1.4 bar
24PC0100DSMT	1.4 bar
24PC0250DSMT	1.4 bar
24PC01K0DSMT	3.0 bar

ELECTRICAL CONNECTION



24PC SMT Series *(mbar)*

Unamplified, uncompensated pressure sensors

PRESSURE SENSOR CHARACTERISTICS

$V_s = 10.0 \pm 0.01 \text{ V}$, $t_{amb} = 20^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

Part number	Operating pressure	Full-scale span ²			Sensitivity typ.
		Min.	Typ.	Max.	
24PC0050DSMT	0 - 50 mbar	21 mV	33 mV	44 mV	650 $\mu\text{V}/\text{mbar}$
24PC0100DSMT	0 - 100 mbar	43 mV	65 mV	87 mV	650 $\mu\text{V}/\text{mbar}$
24PC0250DSMT	0 - 250 mbar	61 mV	83 mV	105 mV	333 $\mu\text{V}/\text{mbar}$
24PC01K0DSMT	0 - 1000 mbar	159 mV	218 mV	276 mV	220 $\mu\text{V}/\text{mbar}$

COMMON PERFORMANCE CHARACTERISTICS

$V_s = 10.0 \pm 0.01 \text{ V}$, $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

Characteristics	Min.	Typ.	Max.	Unit
Zero pressure offset	-30		+30	mV
Temperature effects (0 - 50°C) ⁴	Offset	± 2.0		
	Span		-2000	ppm/°C
Temperature effects on bridge impedance ⁴		+2200		
Linearity (P2 > P1, BSL) ³		± 0.25		% span
Repeatability and hysteresis ⁵		± 0.15		
Long term stability ⁷		± 0.5		
Input impedance	4.0	5.0	6.0	k Ω
Output impedance	4.0	5.0	6.0	
Response time ⁶			1.0	ms

Specification notes:

1. The maximum specified pressure which may be applied to the sensor without causing a permanent change in the output characteristics.
2. Span is the algebraic difference between the output voltage at full-scale pressure and the output at zero pressure. Span is ratiometric to the supply voltage.
3. Linearity (BSL), the deviation of measured output at constant temperature (25°C) from "Best Straight Line" determined by three points, offset pressure, full-scale pressure and half full-scale pressure.

$$\left[V_{\frac{1}{2} \text{ full scale}} - \left\{ \frac{V_{\text{full scale}} - V_{\text{offset}}}{(\text{full scale pressure})} \times (\frac{1}{2} \text{ full scale pressure}) + V_{\text{offset}} \right\} \right] : 2 (V_{\text{full scale}}) \times 100 \%$$

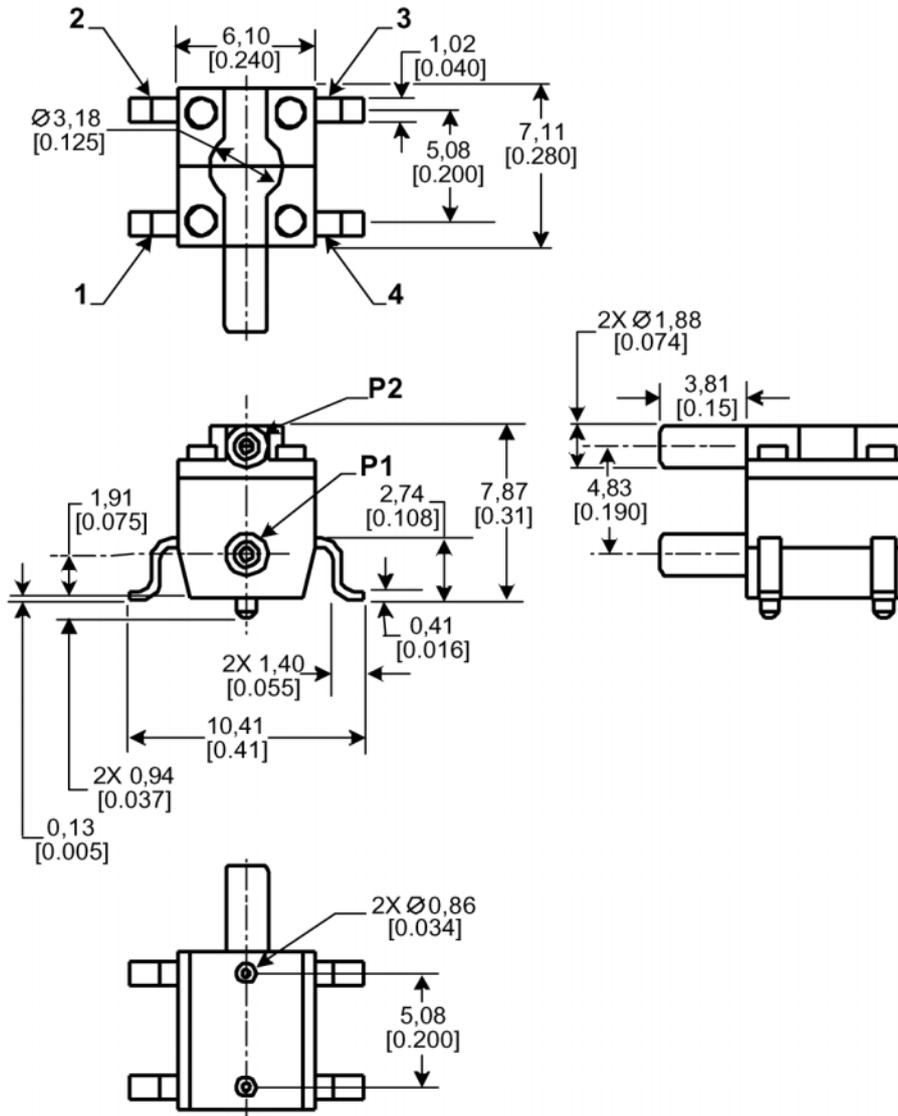
where: V = measured value for each device

4. Error band of the offset voltage, span or bridge impedance in the specified temperature range, relative to the 25°C reading.
5. Repeatability, the deviation in output readings for successive application of any given input pressure (all other conditions remaining constant). Hysteresis, the error defined by the deviation in output signal obtained when a specific pressure point is approached first with increasing pressure, then with decreasing pressure or vice versa (all other conditions remaining constant).
6. Response time for 0 to full-scale pressure step change, readings taken at 10 % and 90 % of full-scale pressure.
7. Long term stability of offset and span over a period over one year.
8. The sensors might be used on both ports, for media compatible with the components, specified under "Service" (page 1).

24PC SMT Series (*mbar*)

Unamplified, uncompensated pressure sensors

OUTLINE DRAWING



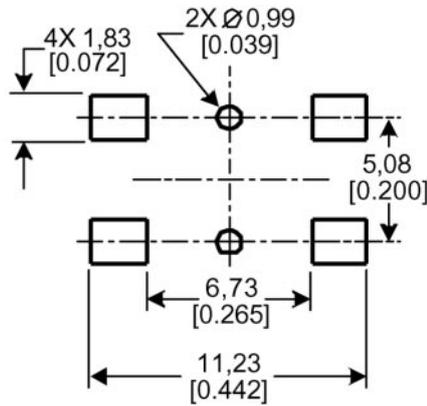
mass: 0.5 g

dimensions in mm (inches)

24PC SMT Series *(mbar)*

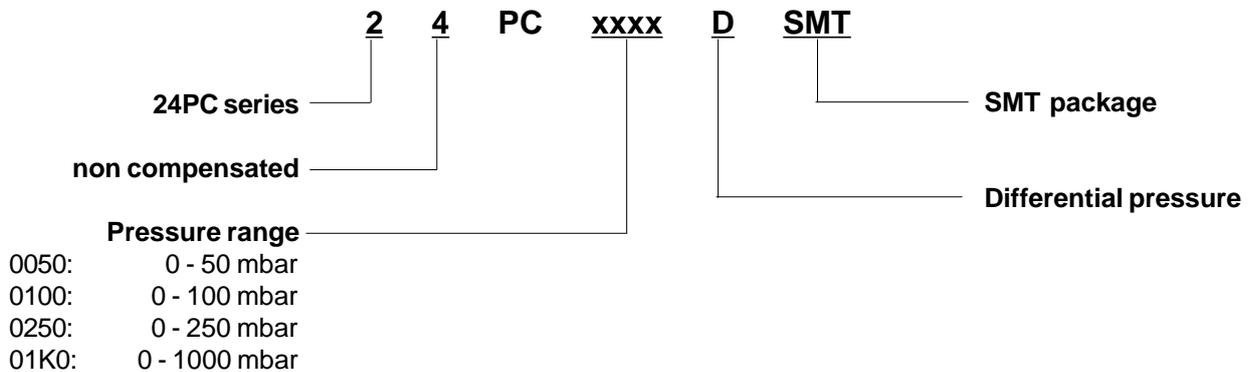
Unamplified, uncompensated pressure sensors

SUGGESTED LAND PATTERN



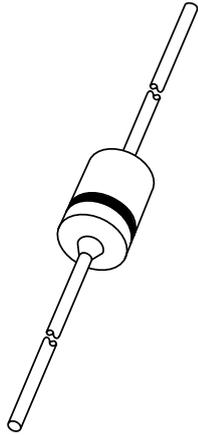
dimensions in mm (inches)

ORDERING INFORMATION



Sensortech reserves the right to make changes to any products herein. Sensortech does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein, neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others.

DATA SHEET



BZX79 series Voltage regulator diodes

Product specification
Supersedes data of 1996 Apr 26

1999 May 25

Voltage regulator diodes

BZX79 series

FEATURES

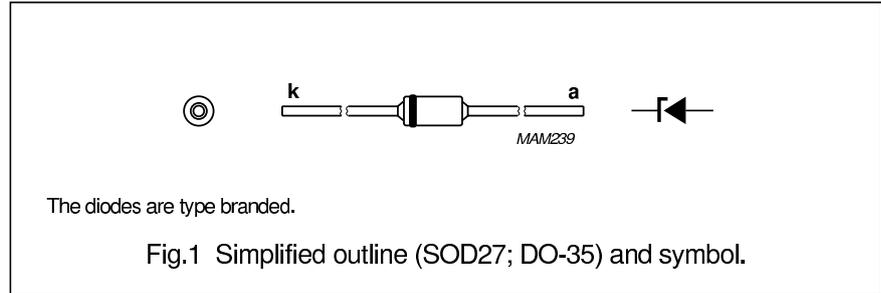
- Total power dissipation: max. 500 mW
- Three tolerance series: $\pm 1\%$, $\pm 2\%$, and approx. $\pm 5\%$
- Working voltage range: nom. 2.4 to 75 V (E24 range)
- Non-repetitive peak reverse power dissipation: max. 40 W.

APPLICATIONS

- Low voltage stabilizers or voltage references.

DESCRIPTION

Low-power voltage regulator diodes in hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) packages. The diodes are available in the normalized E24 $\pm 1\%$ (BZX79-A), $\pm 2\%$ (BZX79-B), and approx. $\pm 5\%$ (BZX79-C) tolerance range. The series consists of 37 types with nominal working voltages from 2.4 to 75 V.



LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_F	continuous forward current		–	250	mA
I_{ZSM}	non-repetitive peak reverse current	$t_p = 100 \mu s$; square wave; $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ prior to surge	see Tables 1, 2, 3 and 4		
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$; note 1	–	400	mW
		$T_{amb} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$; note 2	–	500	mW
P_{ZSM}	non-repetitive peak reverse power dissipation	$t_p = 100 \mu s$; square wave; $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ prior to surge; see Fig.3	–	40	W
T_{stg}	storage temperature		–65	+200	$^\circ\text{C}$
T_j	junction temperature		–65	+200	$^\circ\text{C}$

Notes

1. Device mounted on a printed circuit-board without metallization pad; lead length max.
2. Tie-point temperature $\leq 50 \text{ }^\circ\text{C}$; max. lead length 8 mm.

Voltage regulator diodes

BZX79 series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Total BZX79-A, B and C series

$T_j = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MAX.	UNIT
V_F	forward voltage	$I_F = 10\text{ mA}$; see Fig.4	0.9	V
I_R	reverse current			
	BZX79-A/B/C2V4	$V_R = 1\text{ V}$	50	μA
	BZX79-A/B/C2V7	$V_R = 1\text{ V}$	20	μA
	BZX79-A/B/C3V0	$V_R = 1\text{ V}$	10	μA
	BZX79-A/B/C3V3	$V_R = 1\text{ V}$	5	μA
	BZX79-A/B/C3V6	$V_R = 1\text{ V}$	5	μA
	BZX79-A/B/C3V9	$V_R = 1\text{ V}$	3	μA
	BZX79-A/B/C4V3	$V_R = 1\text{ V}$	3	μA
	BZX79-A/B/C4V7	$V_R = 2\text{ V}$	3	μA
	BZX79-A/B/C5V1	$V_R = 2\text{ V}$	2	μA
	BZX79-A/B/C5V6	$V_R = 2\text{ V}$	1	μA
	BZX79-A/B/C6V2	$V_R = 4\text{ V}$	3	μA
	BZX79-A/B/C6V8	$V_R = 4\text{ V}$	2	μA
	BZX79-A/B/C7V5	$V_R = 5\text{ V}$	1	μA
	BZX79-A/B/C8V2	$V_R = 5\text{ V}$	700	nA
	BZX79-A/B/C9V1	$V_R = 6\text{ V}$	500	nA
	BZX79-A/B/C10	$V_R = 7\text{ V}$	200	nA
	BZX79-A/B/C11	$V_R = 8\text{ V}$	100	nA
	BZX79-A/B/C12	$V_R = 8\text{ V}$	100	nA
	BZX79-A/B/C13	$V_R = 8\text{ V}$	100	nA
	BZX79-A/B/C15 to 75	$V_R = 0.7V_{Znom}$	50	nA

Voltage regulator diodes

BZX79 series

Table 1 Per type BZX79-A/B2V4 to A/B24
 T_j = 25 °C unless otherwise specified.

BZX79- A or B XXX	WORKING VOLTAGE V _Z (V) at I _{Ztest} = 5 mA			DIFFERENTIAL RESISTANCE r _{diff} (Ω)						TEMP. COEFF. S _Z (mV/K) at I _{Ztest} = 5 mA (see Figs 5 and 6)	DIODE CAP. C _d (pF) at f = 1 MHz; V _R = 0 V	NON-REPETITIVE PEAK REVERSE CURRENT I _{ZSM} (A) at t _p = 100 μs; T _{amb} = 25 °C	
	Tol. ±1% (A)		Tol. ±2% (B)	at I _{Ztest} = 1 mA		at I _{Ztest} = 5 mA		MIN.	TYP.				MAX.
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	TYP.	MAX.							
2V4	2.37	2.43	2.35	2.45	275	600	70	100	-3.5	-1.6	0	450	6.0
2V7	2.67	2.73	2.65	2.75	300	600	75	100	-3.5	-2.0	0	450	6.0
3V0	2.97	3.03	2.94	3.06	325	600	80	95	-3.5	-2.1	0	450	6.0
3V3	3.26	3.34	3.23	3.37	350	600	85	95	-3.5	-2.4	0	450	6.0
3V6	3.56	3.64	3.53	3.67	375	600	85	90	-3.5	-2.4	0	450	6.0
3V9	3.86	3.94	3.82	3.98	400	600	85	90	-3.5	-2.5	0	450	6.0
4V3	4.25	4.35	4.21	4.39	410	600	80	90	-3.5	-2.5	0	450	6.0
4V7	4.65	4.75	4.61	4.79	425	500	50	80	-3.5	-1.4	0.2	300	6.0
5V1	5.04	5.16	5.00	5.20	400	480	40	60	-2.7	-0.8	1.2	300	6.0
5V6	5.54	5.66	5.49	5.71	80	400	15	40	-2.0	1.2	2.5	300	6.0
6V2	6.13	6.27	6.08	6.32	40	150	6	10	0.4	2.3	3.7	200	6.0
6V8	6.73	6.87	6.66	6.94	30	80	6	15	1.2	3.0	4.5	200	6.0
7V5	7.42	7.58	7.35	7.65	30	80	6	15	2.5	4.0	5.3	150	4.0
8V2	8.11	8.29	8.04	8.36	40	80	6	15	3.2	4.6	6.2	150	4.0
9V1	9.00	9.20	8.92	9.28	40	100	6	15	3.8	5.5	7.0	150	3.0
10	9.90	10.10	9.80	10.20	50	150	8	20	4.5	6.4	8.0	90	3.0
11	10.89	11.11	10.80	11.20	50	150	10	20	5.4	7.4	9.0	85	2.5
12	11.88	12.12	11.80	12.20	50	150	10	25	6.0	8.4	10.0	85	2.5
13	12.87	13.13	12.70	13.30	50	170	10	30	7.0	9.4	11.0	80	2.5
15	14.85	15.15	14.70	15.30	50	200	10	30	9.2	11.4	13.0	75	2.0
16	15.84	16.16	15.70	16.30	50	200	10	40	10.4	12.4	14.0	75	1.5
18	17.82	18.18	17.60	18.40	50	225	10	45	12.4	14.4	16.0	70	1.5
20	19.80	20.20	19.60	20.40	60	225	15	55	14.4	16.4	18.0	60	1.5
22	21.78	22.22	21.60	22.40	60	250	20	55	16.4	18.4	20.0	60	1.25
24	23.76	24.24	23.50	24.50	60	250	25	70	18.4	20.4	22.0	55	1.25

Voltage regulator diodes

BZX79 series

Table 2 Per type BZX79-A/B27 to A/B75
 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

BZX79- A or B XXX	WORKING VOLTAGE V_Z (V) at $I_{Ztest} = 2\text{ mA}$				DIFFERENTIAL RESISTANCE r_{diff} (Ω)				TEMP. COEFF. S_z (mV/K) at $I_{Ztest} = 2\text{ mA}$ (see Figs 5 and 6)	DIODE CAP. C_d (pF) at $f = 1\text{ MHz}$; $V_R = 0\text{ V}$	NON-REPETITIVE PEAK REVERSE CURRENT I_{ZSM} (A) at $t_p = 100\text{ }\mu\text{s}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$		
	Tol. $\pm 1\%$ (A)		Tol. $\pm 2\%$ (B)		at $I_{Ztest} = 0.5\text{ mA}$		at $I_{Ztest} = 2\text{ mA}$						
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	TYP.	MAX.	TYP.	MAX.					
27	26.73	27.27	26.50	27.50	65	300	25	80	21.4	23.4	25.3	50	1.0
30	29.70	30.30	29.40	30.60	70	300	30	80	24.4	26.6	29.4	50	1.0
33	32.67	33.33	32.30	33.70	75	325	35	80	27.4	29.7	33.4	45	0.9
36	35.64	36.36	35.30	36.70	80	350	35	90	30.4	33.0	37.4	45	0.8
39	38.61	39.39	38.20	39.80	80	350	40	130	33.4	36.4	41.2	45	0.7
43	42.57	43.43	42.10	43.90	85	375	45	150	37.6	41.2	46.6	40	0.6
47	46.53	47.47	46.10	47.90	85	375	50	170	42.0	46.1	51.8	40	0.5
51	50.49	51.51	50.00	52.00	90	400	60	180	46.6	51.0	57.2	40	0.4
56	55.44	56.56	54.90	57.10	100	425	70	200	52.2	57.0	63.8	40	0.3
62	61.38	62.62	60.80	63.20	120	450	80	215	58.8	64.4	71.6	35	0.3
68	67.32	68.68	66.60	69.40	150	475	90	240	65.6	71.7	79.8	35	0.25
75	74.25	75.75	73.50	76.50	170	500	95	255	73.4	80.2	88.6	35	0.2

Voltage regulator diodes

BZX79 series

Table 3 Per type BZX79-C2V4 to C24
 T_j = 25 °C unless otherwise specified.

BZX79 -C XXX	WORKING VOLTAGE V _Z (V) at I _{Ztest} = 5 mA		DIFFERENTIAL RESISTANCE r _{diff} (Ω)						TEMP. COEFF. S _Z (mV/K) at I _{Ztest} = 5 mA (see Figs 5 and 6)			DIODE CAP. C _d (pF) at f = 1 MHz; V _R = 0 V	NON-REPETITIVE PEAK REVERSE CURRENT I _{ZSM} (A) at t _p = 100 μs; T _{amb} = 25 °C	
	Tot. approx. ±5% (C)		at I _{Ztest} = 1 mA		at I _{Ztest} = 5 mA		MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.			MAX.
	MIN.	MAX.	TYP.	MAX.	TYP.	MAX.								
2V4	2.2	2.6	275	600	70	100	-3.5	-1.6	0	450	6.0			
2V7	2.5	2.9	300	600	75	100	-3.5	-2.0	0	450	6.0			
3V0	2.8	3.2	325	600	80	95	-3.5	-2.1	0	450	6.0			
3V3	3.1	3.5	350	600	85	95	-3.5	-2.4	0	450	6.0			
3V6	3.4	3.8	375	600	85	90	-3.5	-2.4	0	450	6.0			
3V9	3.7	4.1	400	600	85	90	-3.5	-2.5	0	450	6.0			
4V3	4.0	4.6	410	600	80	90	-3.5	-2.5	0	450	6.0			
4V7	4.4	5.0	425	500	50	80	-3.5	-1.4	0.2	300	6.0			
5V1	4.8	5.4	400	480	40	60	-2.7	-0.8	1.2	300	6.0			
5V6	5.2	6.0	80	400	15	40	-2.0	1.2	2.5	300	6.0			
6V2	5.8	6.6	40	150	6	10	0.4	2.3	3.7	200	6.0			
6V8	6.4	7.2	30	80	6	15	1.2	3.0	4.5	200	6.0			
7V5	7.0	7.9	30	80	6	15	2.5	4.0	5.3	150	4.0			
8V2	7.7	8.7	40	80	6	15	3.2	4.6	6.2	150	4.0			
9V1	8.5	9.6	40	100	6	15	3.8	5.5	7.0	150	3.0			
10	9.4	10.6	50	150	8	20	4.5	6.4	8.0	90	3.0			
11	10.4	11.6	50	150	10	20	5.4	7.4	9.0	85	2.5			
12	11.4	12.7	50	150	10	25	6.0	8.4	10.0	85	2.5			
13	12.4	14.1	50	170	10	30	7.0	9.4	11.0	80	2.5			
15	13.8	15.6	50	200	10	30	9.2	11.4	13.0	75	2.0			
16	15.3	17.1	50	200	10	40	10.4	12.4	14.0	75	1.5			
18	16.8	19.1	50	225	10	45	12.4	14.4	16.0	70	1.5			
20	18.8	21.2	60	225	15	55	14.4	16.4	18.0	60	1.5			
22	20.8	23.3	60	250	20	55	16.4	18.4	20.0	60	1.25			
24	22.8	25.6	60	250	25	70	18.4	20.4	22.0	55	1.25			

Voltage regulator diodes

BZX79 series

Table 4 Per type BZX79-C27 to C75
 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

BZX79 - C XXX	WORKING VOLTAGE V_Z (V) at $I_{Ztest} = 2\text{ mA}$		DIFFERENTIAL RESISTANCE r_{diff} (Ω)						TEMP. COEFF. S_z (mV/K) at $I_{Ztest} = 2\text{ mA}$ (see Figs 5 and 6)			DIODE CAP. C_d (pF) at $f = 1\text{ MHz}$; $V_R = 0\text{ V}$	NON-REPETITIVE PEAK REVERSE CURRENT I_{ZSM} (A) at $t_p = 100\text{ }\mu\text{s}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	
	Tol. approx. $\pm 5\%$ (C)		at $I_{Ztest} = 0.5\text{ mA}$		at $I_{Ztest} = 2\text{ mA}$		MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.			MAX.
	MIN.	MAX.	TYP.	MAX.	TYP.	MAX.								
27	25.1	28.9	65	300	25	80	21.4	23.4	25.3	50		1.0		
30	28.0	32.0	70	300	30	80	24.4	26.6	29.4	50		1.0		
33	31.0	35.0	75	325	35	80	27.4	29.7	33.4	45		0.9		
36	34.0	38.0	80	350	35	90	30.4	33.0	37.4	45		0.8		
39	37.0	41.0	80	350	40	130	33.4	36.4	41.2	45		0.7		
43	40.0	46.0	85	375	45	150	37.6	41.2	46.6	40		0.6		
47	44.0	50.0	85	375	50	170	42.0	46.1	51.8	40		0.5		
51	48.0	54.0	90	400	60	180	46.6	51.0	57.2	40		0.4		
56	52.0	60.0	100	425	70	200	52.2	57.0	63.8	40		0.3		
62	58.0	66.0	120	450	80	215	58.8	64.4	71.6	35		0.3		
68	64.0	72.0	150	475	90	240	65.6	71.7	79.8	35		0.25		
75	70.0	79.0	170	500	95	255	73.4	80.2	88.6	35		0.2		

Voltage regulator diodes

BZX79 series

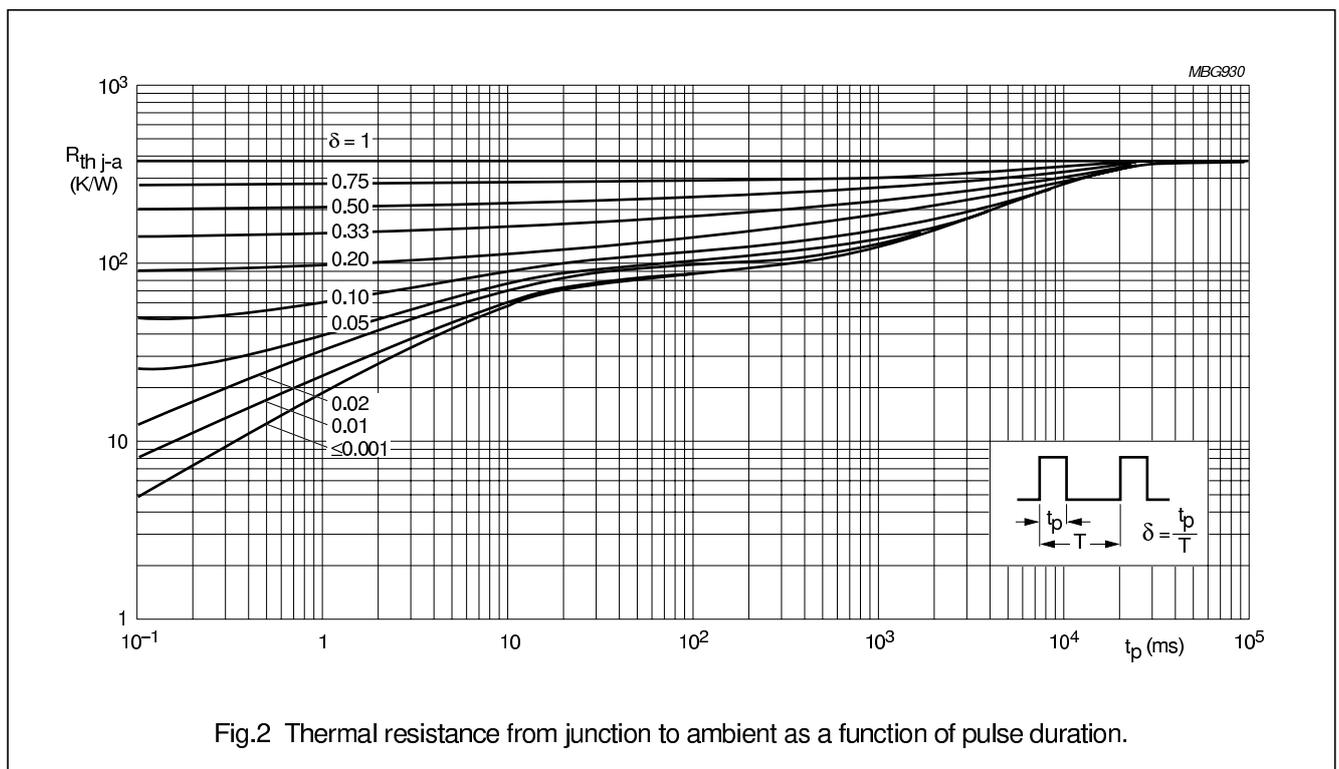
THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-tp}$	thermal resistance from junction to tie-point	lead length 8 mm.	300	K/W
$R_{th\ j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	lead length max.; see Fig.2 and note 1	380	K/W

Note

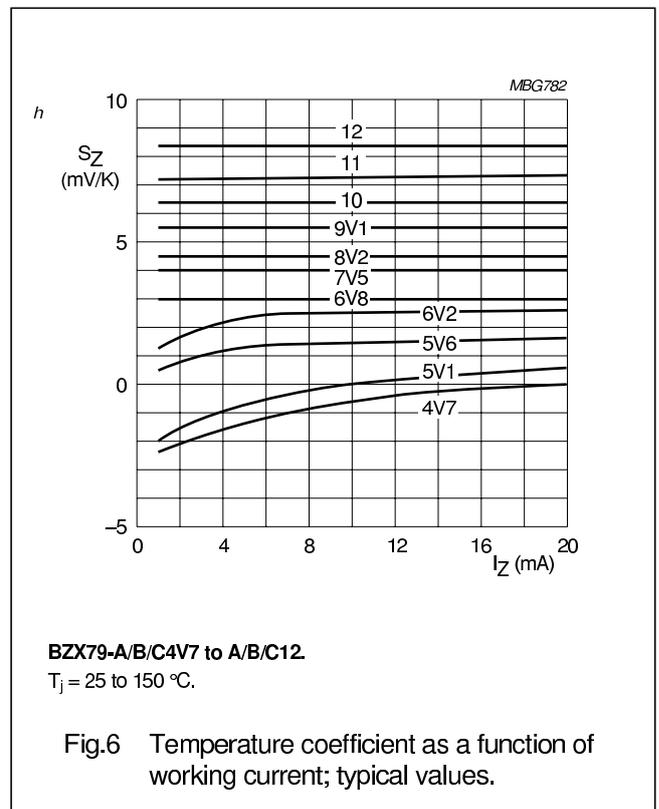
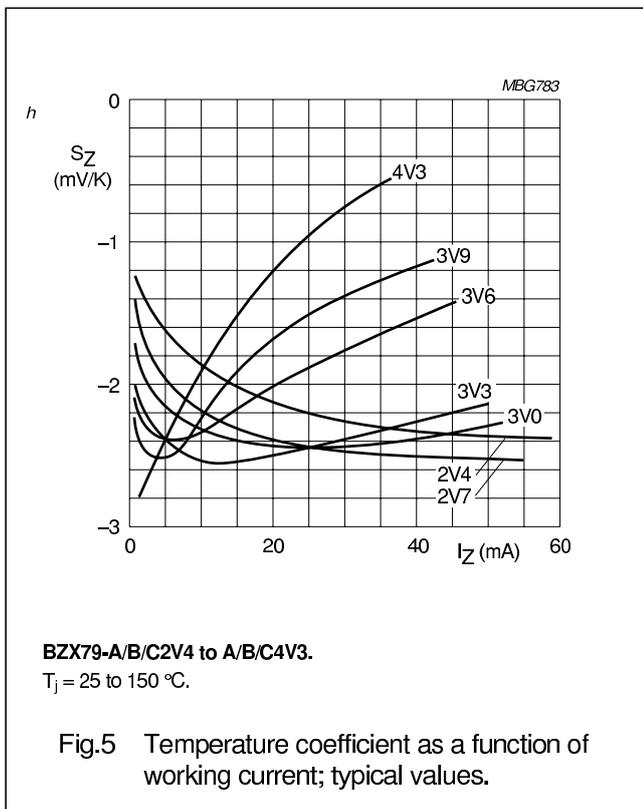
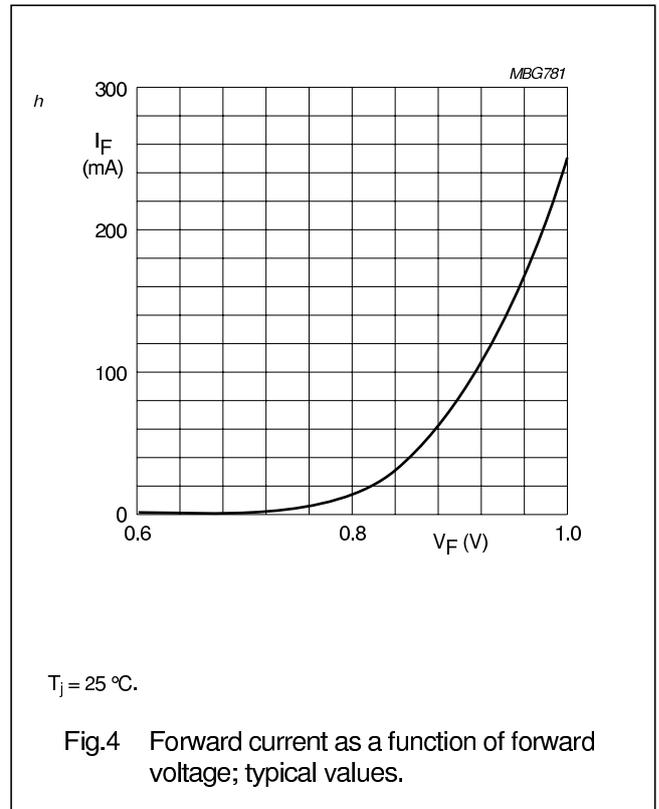
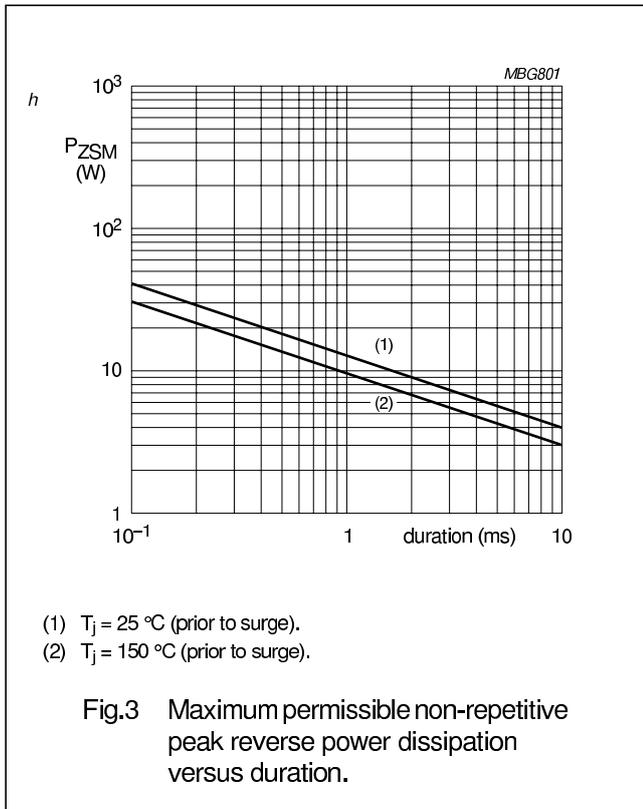
1. Device mounted on a printed circuit-board without metallization pad.

GRAPHICAL DATA



Voltage regulator diodes

BZX79 series



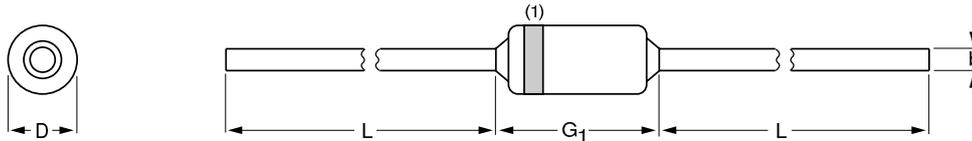
Voltage regulator diodes

BZX79 series

PACKAGE OUTLINE

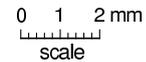
Hermetically sealed glass package; axial leaded; 2 leads

SOD27



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	b max.	D max.	G ₁ max.	L min.
mm	0.56	1.85	4.25	25.4



Note

1. The marking band indicates the cathode.

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOD27	A24	DO-35	SC-40		97-06-09

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

Low power quad op amps

**LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902**

DESCRIPTION

The LM124/SA534/LM2902 series consists of four independent, high-gain, internally frequency-compensated operational amplifiers designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages.

UNIQUE FEATURES

In the linear mode, the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.

The unity gain crossover frequency and the input bias current are temperature-compensated.

FEATURES

- Internally frequency-compensated for unity gain
- Large DC voltage gain: 100dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1MHz (temperature-compensated)
- Wide power supply range Single supply: $3V_{DC}$ to $30V_{DC}$ or dual supplies: $\pm 1.5V_{DC}$ to $\pm 15V_{DC}$
- Very low supply current drain: essentially independent of supply voltage (1mW/op amp at $+5V_{DC}$)
- Low input biasing current: $45nA_{DC}$ (temperature-compensated)
- Low input offset voltage: $2mV_{DC}$ and offset current: $5nA_{DC}$
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage: $0V_{DC}$ to $V_{CC}-1.5V_{DC}$ swing

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	LM124N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	LM124F	0581B
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25°C to +85°C	LM224N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-25°C to +85°C	LM224F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-25°C to +85°C	LM224D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0°C to +70°C	LM324N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0°C to +70°C	LM324F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0°C to +70°C	LM324D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0°C to +70°C	LM324AN	SOT27-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0°C to +70°C	LM324AD	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +85°C	SA534N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-40°C to +85°C	SA534F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +85°C	SA534D	SOT108-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +125°C	LM2902D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +125°C	LM2902N	SOT27-1

PIN CONFIGURATION

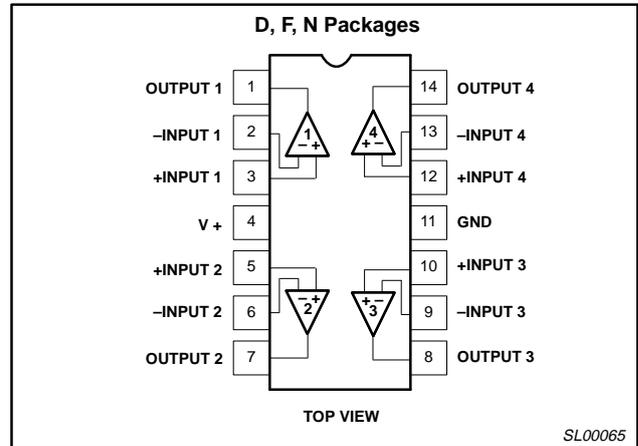


Figure 1. Pin Configuration

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V_{CC}	Supply voltage	32 or ± 16	V_{DC}
V_{IN}	Differential input voltage	32	V_{DC}
V_{IN}	Input voltage	-0.3 to +32	V_{DC}
P_D	Maximum power dissipation, $T_A=25^\circ\text{C}$ (still-air) ¹		
	N package	1420	mW
	F package	1190	mW
	D package	1040	mW
	Output short-circuit to GND one amplifier ² $V_{CC}<15V_{DC}$ and $T_A=25^\circ\text{C}$	Continuous	
I_{IN}	Input current ($V_{IN}<-0.3V$) ³	50	mA
T_A	Operating ambient temperature range		
	LM324/A	0 to +70	$^\circ\text{C}$
	LM224	-25 to +85	$^\circ\text{C}$
	SA534	-40 to +85	$^\circ\text{C}$
	LM2902	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
	LM124	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
T_{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	300	$^\circ\text{C}$

NOTES:

- Derate above 25°C at the following rates:
F package at $9.5\text{mW}/^\circ\text{C}$
N package at $11.4\text{mW}/^\circ\text{C}$
D package at $8.3\text{mW}/^\circ\text{C}$
- Short-circuits from the output to V_{CC+} can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40mA, independent of the magnitude of V_{CC} . At values of supply voltage in excess of $+15V_{DC}$ continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.
- This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input bias clamps. In addition, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This action can cause the output voltages of the op amps to go to the $V+$ rail (or to ground for a large overdrive) during the time that the input is driven negative.

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC}=5V$, $T_A=25^{\circ}C$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM124/LM224			LM324/SA534/LM2902			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Offset voltage ¹	$R_S=0\Omega$		± 2	± 5		± 2	± 7	mV
		$R_S=0\Omega$, over temp.			± 7			± 9	
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	$R_S=0\Omega$, over temp.		7			7		$\mu V/^{\circ}C$
I_{BIAS}	Input current ²	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$		45	150		45	250	nA
		$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, over temp.		40	300		40	500	
$\Delta I_{BIAS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		50			50		$\mu A/^{\circ}C$
I_{OS}	Offset current	$I_{IN(+)}-I_{IN(-)}$		± 3	± 30		± 5	± 50	nA
		$I_{IN(+)}-I_{IN(-)}$, over temp.			± 100			± 150	
$\Delta I_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		10			10		$\mu A/^{\circ}C$
V_{CM}	Common-mode voltage range ³	$V_{CC}\leq 30V$	0		$V_{CC}-1.5$	0		$V_{CC}-1.5$	V
		$V_{CC}\leq 30V$, over temp.	0		$V_{CC}-2$	0		$V_{CC}-2$	
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{CC}=30V$	70	85		65	70		dB
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L=2k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	26			26			V
V_{OH}	Output voltage high	$R_L\leq 10k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	27	28		27	28		V
V_{OL}	Output voltage low	$R_L\leq 10k\Omega$, over temp.		5	20		5	20	mV
I_{CC}	Supply current	$R_L=\infty$, $V_{CC}=30V$, over temp.		1.5	3		1.5	3	mA
		$R_L=\infty$, over temp.		0.7	1.2		0.7	1.2	
A_{VOL}	Large-signal voltage gain	$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$	50	100		25	100		V/mV
		$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$, over temp.	25			15			
	Amplifier-to-amplifier coupling ⁵	$f=1kHz$ to $20kHz$, input referred		-120			-120		dB
PSRR	Power supply rejection ratio	$R_S\leq 0\Omega$	65	100		65	100		dB
I_{OUT}	Output current source	$V_{IN+}=+1V$, $V_{IN-}=0V$, $V_{CC}=15V$	20	40		20	40		mA
		$V_{IN+}=+1V$, $V_{IN-}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	10	20		10	20		
	sink	$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_{CC}=15V$	10	20		10	20		
		$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	5	8		5	8		
		$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_O=200mV$	12	50		12	50		
I_{SC}	Short-circuit current ⁴		10	40	60	10	40	60	mA
GBW	Unity gain bandwidth			1			1		MHz
SR	Slew rate			0.3			0.3		V/ μs
V_{NOISE}	Input noise voltage	$f=1kHz$		40			40		nV/\sqrt{Hz}
V_{DIFF}	Differential input voltage ³				V_{CC}			V_{CC}	V

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902**DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Continued) $V_{CC}=5V$, $T_A=25^\circ C$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM324A			UNIT
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Offset voltage ¹	$R_S=0\Omega$		± 2	± 3	mV
		$R_S=0\Omega$, over temp.			± 5	
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	$R_S=0\Omega$, over temp.		7	30	$\mu V/^\circ C$
I_{BIAS}	Input current ²	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$		45	100	nA
		$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, over temp.		40	200	
$\Delta I_{BIAS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		50		$\mu A/^\circ C$
I_{OS}	Offset current	$I_{IN(+)}-I_{IN(-)}$		± 5	± 30	nA
		$I_{IN(+)}-I_{IN(-)}$, over temp.			± 75	
$\Delta I_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		10	300	$\mu A/^\circ C$
V_{CM}	Common-mode voltage range ³	$V_{CC}\leq 30V$	0		$V_{CC}-1.5$	V
		$V_{CC}\leq 30V$, over temp.	0		$V_{CC}-2$	V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{CC}=30V$	65	85		dB
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L=2k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	26			V
V_{OH}	Output voltage high	$R_L\leq 10k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	27	28		V
V_{OL}	Output voltage low	$R_L\leq 10k\Omega$, over temp.		5	20	mV
I_{CC}	Supply current	$R_L=\infty$, $V_{CC}=30V$, over temp.		1.5	3	mA
		$R_L=\infty$, over temp.		0.7	1.2	mA
A_{VOL}	Large-signal voltage gain	$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$	25	100		V/mV
		$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$, over temp.	15			V/mV
	Amplifier-to-amplifier coupling ⁵	$f=1kHz$ to $20kHz$, input referred		-120		dB
PSRR	Power supply rejection ratio	$R_S\leq 0\Omega$	65	100		dB
I_{OUT}	Output current source	$V_{IN+}=+1V$, $V_{IN-}=0V$, $V_{CC}=15V$	20	40		mA
		$V_{IN+}=+1V$, $V_{IN-}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	10	20		mA
	Output current sink	$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_{CC}=15V$	10	20		mA
		$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	5	8		mA
		$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_O=200mV$	12	50		μA
I_{SC}	Short-circuit current ⁴		10	40	60	mA
V_{DIFF}	Differential input voltage ³				V_{CC}	V
GBW	Unity gain bandwidth			1		MHz
SR	Slew rate			0.3		V/ μs
V_{NOISE}	Input noise voltage	$f=1kHz$		40		nV/ \sqrt{Hz}

NOTES:

- $V_O \approx 1.4V_{DC}$, $R_S=0\Omega$ with V_{CC} from 5V to 30V and over full input common-mode range ($0V_{DC+}$ to $V_{CC}-1.5V$).
- The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
- The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V_{CC}-1.5$, but either or both inputs can go to +32V without damage.
- Short-circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V_{CC} . At values of supply voltage in excess of +15V_{DC}, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.
- Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of coupling increases at higher frequencies.

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

EQUIVALENT CIRCUIT

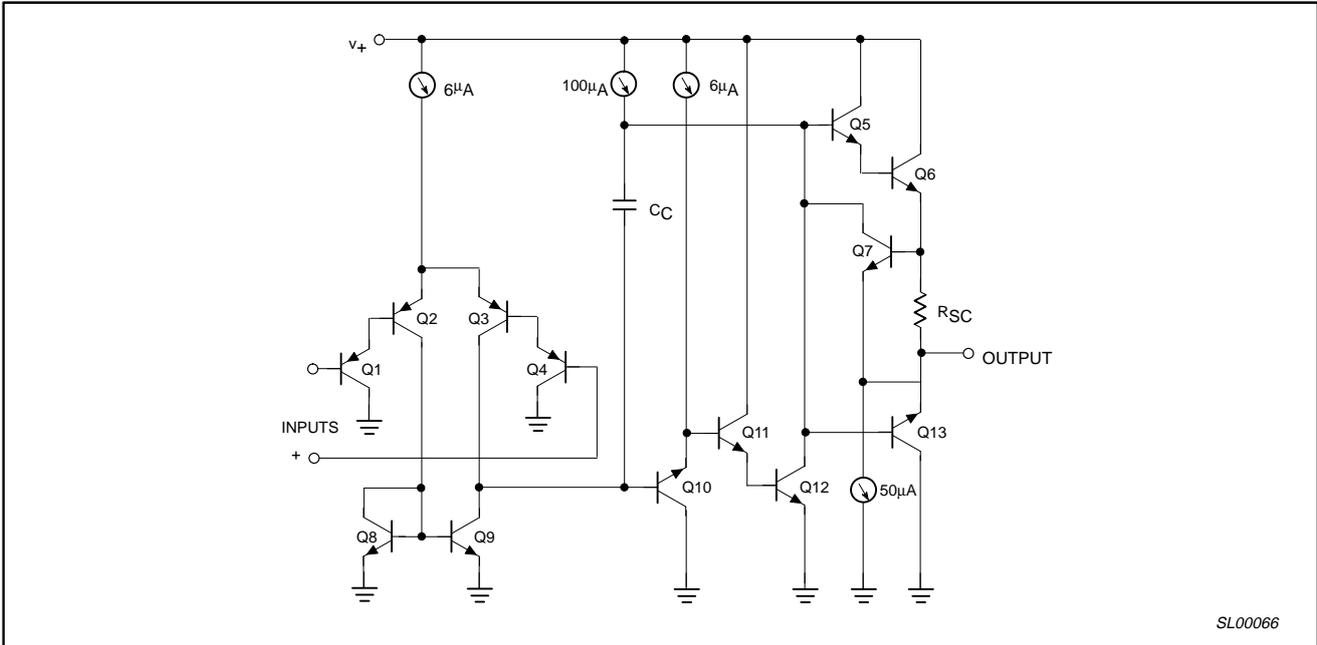


Figure 2. Equivalent Circuit

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

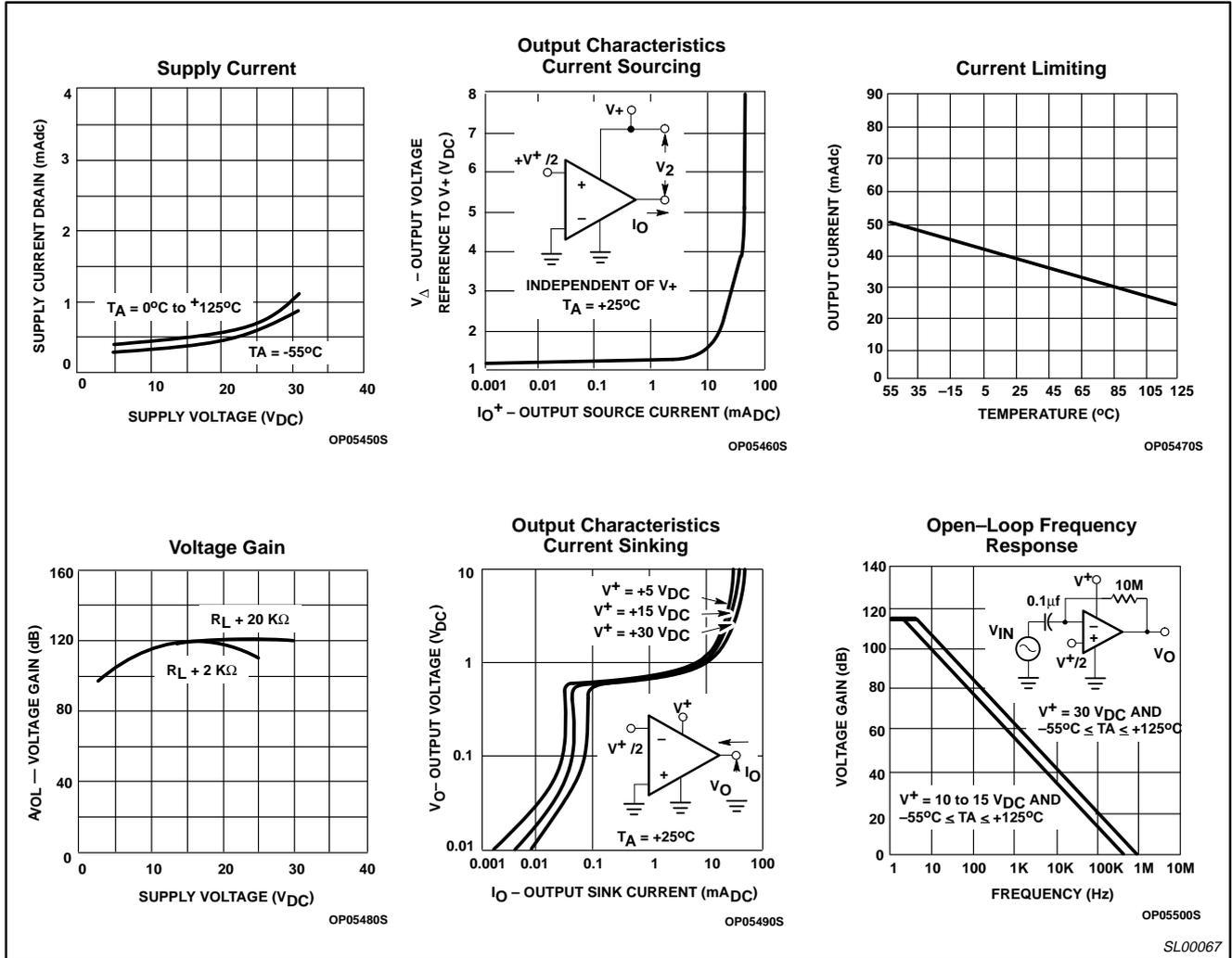


Figure 3. Typical Performance Characteristics

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

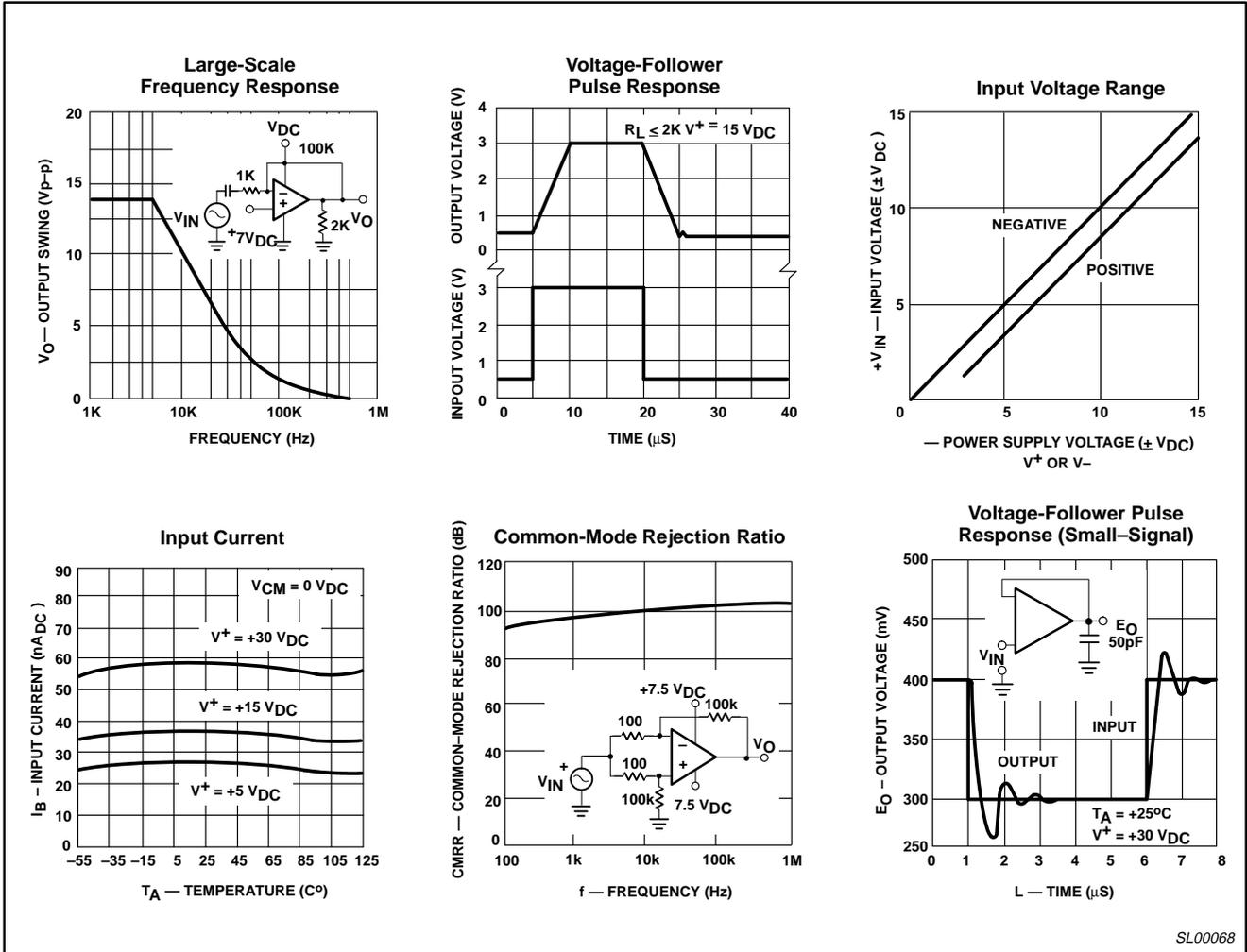


Figure 4. Typical Performance Characteristics (cont.)

TYPICAL APPLICATIONS

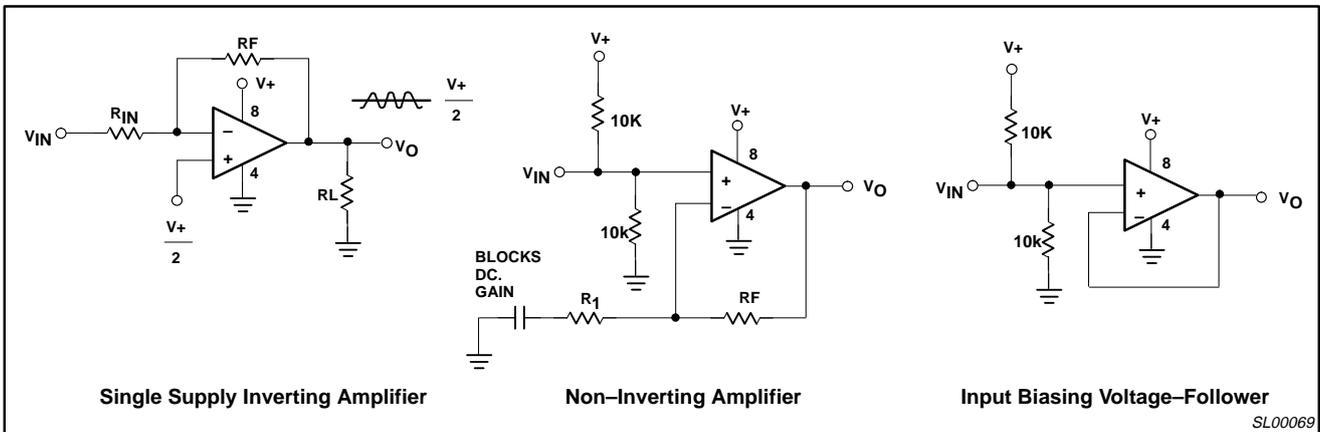


Figure 5. Typical Applications

LM3914 Dot/Bar Display Driver

General Description

The LM3914 is a monolithic integrated circuit that senses analog voltage levels and drives 10 LEDs, providing a linear analog display. A single pin changes the display from a moving dot to a bar graph. Current drive to the LEDs is regulated and programmable, eliminating the need for resistors. This feature is one that allows operation of the whole system from less than 3V.

The circuit contains its own adjustable reference and accurate 10-step voltage divider. The low-bias-current input buffer accepts signals down to ground, or V^- , yet needs no protection against inputs of 35V above or below ground. The buffer drives 10 individual comparators referenced to the precision divider. Indication non-linearity can thus be held typically to $\frac{1}{2}\%$, even over a wide temperature range.

Versatility was designed into the LM3914 so that controller, visual alarm, and expanded scale functions are easily added on to the display system. The circuit can drive LEDs of many colors, or low-current incandescent lamps. Many LM3914s can be "chained" to form displays of 20 to over 100 segments. Both ends of the voltage divider are externally available so that 2 drivers can be made into a zero-center meter. The LM3914 is very easy to apply as an analog meter circuit. A 1.2V full-scale meter requires only 1 resistor and a single 3V to 15V supply in addition to the 10 display LEDs. If the 1 resistor is a pot, it becomes the LED brightness control. The simplified block diagram illustrates this extremely simple external circuitry.

When in the dot mode, there is a small amount of overlap or "fade" (about 1 mV) between segments. This assures that at no time will all LEDs be "OFF", and thus any ambiguous display is avoided. Various novel displays are possible.

Much of the display flexibility derives from the fact that all outputs are individual, DC regulated currents. Various effects can be achieved by modulating these currents. The individual outputs can drive a transistor as well as a LED at the same time, so controller functions including "staging" control can be performed. The LM3914 can also act as a programmer, or sequencer.

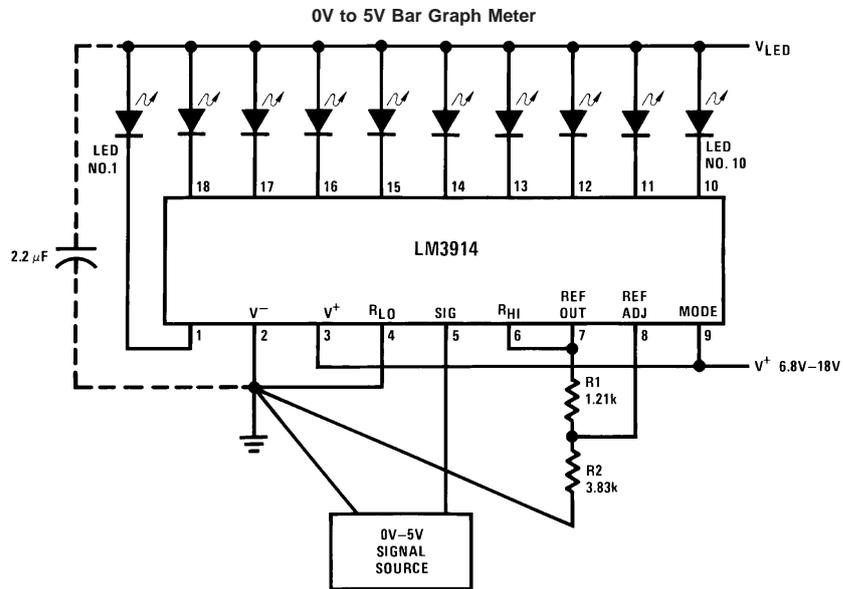
The LM3914 is rated for operation from 0°C to +70°C. The LM3914N is available in an 18-lead molded (N) package.

The following typical application illustrates adjusting of the reference to a desired value, and proper grounding for accurate operation, and avoiding oscillations.

Features

- Drives LEDs, LCDs or vacuum fluorescents
- Bar or dot display mode externally selectable by user
- Expandable to displays of 100 steps
- Internal voltage reference from 1.2V to 12V
- Operates with single supply of less than 3V
- Inputs operate down to ground
- Output current programmable from 2 mA to 30 mA
- No multiplex switching or interaction between outputs
- Input withstands $\pm 35V$ without damage or false outputs
- LED driver outputs are current regulated, open-collectors
- Outputs can interface with TTL or CMOS logic
- The internal 10-step divider is floating and can be referenced to a wide range of voltages

Typical Applications



$$\text{Ref Out } V = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$I_{\text{LED}} \cong \frac{12.5}{R_1}$$

Note: Grounding method is typical of *all* uses. The 2.2 μF tantalum or 10 μF aluminum electrolytic capacitor is needed if leads to the LED supply are 6" or longer.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Power Dissipation (Note 6)	
Molded DIP (N)	1365 mW
Supply Voltage	25V
Voltage on Output Drivers	25V
Input Signal Overvoltage (Note 4)	±35V
Divider Voltage	-100 mV to V ⁺

Reference Load Current	10 mA
Storage Temperature Range	-55°C to +150°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Plastic Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	

Electrical Characteristics (Notes 2, 4)

Parameter	Conditions (Note 2)	Min	Typ	Max	Units
COMPARATOR					
Offset Voltage, Buffer and First Comparator	$0V \leq V_{RLO} = V_{RHI} \leq 12V$, $I_{LED} = 1 \text{ mA}$		3	10	mV
Offset Voltage, Buffer and Any Other Comparator	$0V \leq V_{RLO} = V_{RHI} \leq 12V$, $I_{LED} = 1 \text{ mA}$		3	15	mV
Gain ($\Delta I_{LED}/\Delta V_{IN}$)	$I_{L(REF)} = 2 \text{ mA}$, $I_{LED} = 10 \text{ mA}$	3	8		mA/mV
Input Bias Current (at Pin 5)	$0V \leq V_{IN} \leq V^+ - 1.5V$		25	100	nA
Input Signal Overvoltage	No Change in Display	-35		35	V
VOLTAGE-DIVIDER					
Divider Resistance	Total, Pin 6 to 4	8	12	17	kΩ
Accuracy	(Note 3)		0.5	2	%
VOLTAGE REFERENCE					
Output Voltage	$0.1 \text{ mA} \leq I_{L(REF)} \leq 4 \text{ mA}$, $V^+ = V_{LED} = 5V$	1.2	1.28	1.34	V
Line Regulation	$3V \leq V^+ \leq 18V$		0.01	0.03	%/V
Load Regulation	$0.1 \text{ mA} \leq I_{L(REF)} \leq 4 \text{ mA}$, $V^+ = V_{LED} = 5V$		0.4	2	%
Output Voltage Change with Temperature	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, $I_{L(REF)} = 1 \text{ mA}$, $V^+ = 5V$		1		%
Adjust Pin Current			75	120	μA
OUTPUT DRIVERS					
LED Current	$V^+ = V_{LED} = 5V$, $I_{L(REF)} = 1 \text{ mA}$	7	10	13	mA
LED Current Difference (Between Largest and Smallest LED Currents)	$V_{LED} = 5V$	$I_{LED} = 2 \text{ mA}$	0.12	0.4	mA
		$I_{LED} = 20 \text{ mA}$	1.2	3	
LED Current Regulation	$2V \leq V_{LED} \leq 17V$	$I_{LED} = 2 \text{ mA}$	0.1	0.25	mA
		$I_{LED} = 20 \text{ mA}$	1	3	
Dropout Voltage	$I_{LED(ON)} = 20 \text{ mA}$, $V_{LED} = 5V$, $\Delta I_{LED} = 2 \text{ mA}$			1.5	V
Saturation Voltage	$I_{LED} = 2.0 \text{ mA}$, $I_{L(REF)} = 0.4 \text{ mA}$		0.15	0.4	V
Output Leakage, Each Collector	(Bar Mode) (Note 5)		0.1	10	μA
Output Leakage	(Dot Mode) (Note 5)	Pins 10–18	0.1	10	μA
		Pin 1	60	150	450
SUPPLY CURRENT					
Standby Supply Current (All Outputs Off)	$V^+ = 5V$, $I_{L(REF)} = 0.2 \text{ mA}$		2.4	4.2	mA
	$V^+ = 20V$, $I_{L(REF)} = 1.0 \text{ mA}$		6.1	9.2	mA

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Electrical Characteristics (Notes 2, 4) (Continued)

Note 2: Unless otherwise stated, all specifications apply with the following conditions:

$$\begin{aligned} 3 V_{DC} \leq V^+ \leq 20 V_{DC} \quad & V_{REF}, V_{RHI}, V_{RLO} \leq (V^+ - 1.5V) \\ 3 V_{DC} \leq V_{LED} \leq V^+ \quad & 0V \leq V_{IN} \leq V^+ - 1.5V \\ -0.015V \leq V_{RLO} \leq 12 V_{DC} \quad & T_A = +25^\circ C, I_{L(REF)} = 0.2 \text{ mA}, V_{LED} = 3.0V, \text{ pin 9 connected to pin 3 (Bar Mode).} \\ -0.015V \leq V_{RHI} \leq 12 V_{DC} \quad & \end{aligned}$$

For higher power dissipations, pulse testing is used.

Note 3: Accuracy is measured referred to +10.000 V_{DC} at pin 6, with 0.000 V_{DC} at pin 4. At lower full-scale voltages, buffer and comparator offset voltage may add significant error.

Note 4: Pin 5 input current must be limited to ±3 mA. The addition of a 39k resistor in series with pin 5 allows ±100V signals without damage.

Note 5: Bar mode results when pin 9 is within 20 mV of V⁺. Dot mode results when pin 9 is pulled at least 200 mV below V⁺ or left open circuit. LED No. 10 (pin 10 output current) is disabled if pin 9 is pulled 0.9V or more below V_{LED}.

Note 6: The maximum junction temperature of the LM3914 is 100°C. Devices must be derated for operation at elevated temperatures. Junction to ambient thermal resistance is 55°C/W for the molded DIP (N package).

Definition of Terms

Accuracy: The difference between the observed threshold voltage and the ideal threshold voltage for each comparator. Specified and tested with 10V across the internal voltage divider so that resistor ratio matching error predominates over comparator offset voltage.

Adjust Pin Current: Current flowing out of the reference adjust pin when the reference amplifier is in the linear region.

Comparator Gain: The ratio of the change in output current (I_{LED}) to the change in input voltage (V_{IN}) required to produce it for a comparator in the linear region.

Dropout Voltage: The voltage measured at the current source outputs required to make the output current fall by 10%.

Input Bias Current: Current flowing out of the signal input when the input buffer is in the linear region.

LED Current Regulation: The change in output current over the specified range of LED supply voltage (V_{LED}) as measured at the current source outputs. As the forward voltage of an LED does not change significantly with a small change in forward current, this is equivalent to changing the voltage at the LED anodes by the same amount.

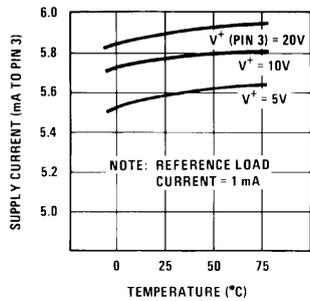
Line Regulation: The average change in reference output voltage over the specified range of supply voltage (V⁺).

Load Regulation: The change in reference output voltage (V_{REF}) over the specified range of load current (I_{L(REF)}).

Offset Voltage: The differential input voltage which must be applied to each comparator to bias the output in the linear region. Most significant error when the voltage across the internal voltage divider is small. Specified and tested with pin 6 voltage (V_{RHI}) equal to pin 4 voltage (V_{RLO}).

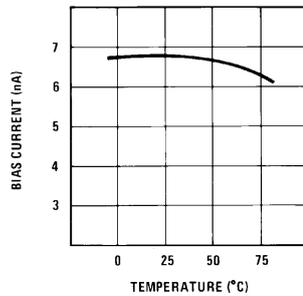
Typical Performance Characteristics

Supply Current vs Temperature



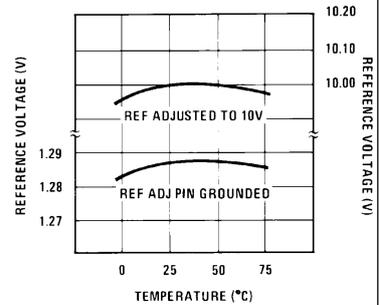
DS007970-2

Operating Input Bias Current vs Temperature



DS007970-20

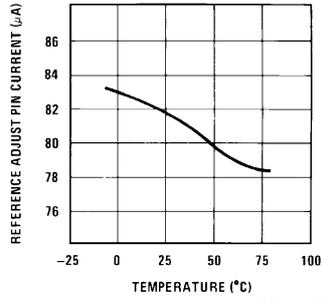
Reference Voltage vs Temperature



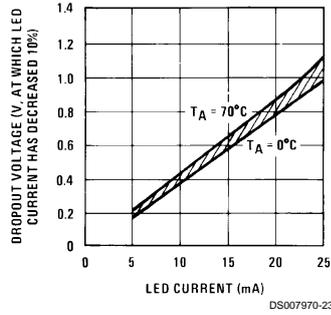
DS007970-21

Typical Performance Characteristics (Continued)

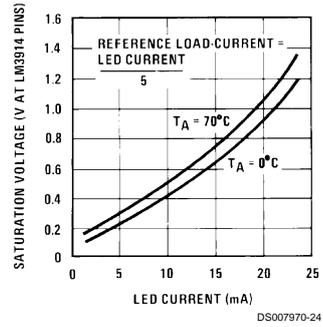
Reference Adjust Pin Current vs Temperature



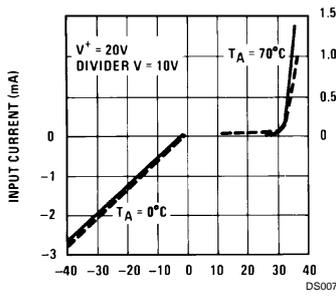
LED Current-Regulation Dropout



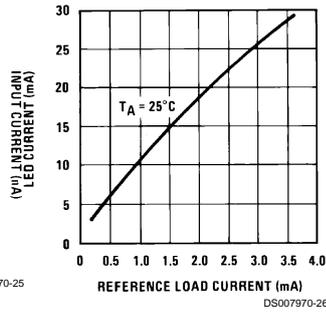
LED Driver Saturation Voltage



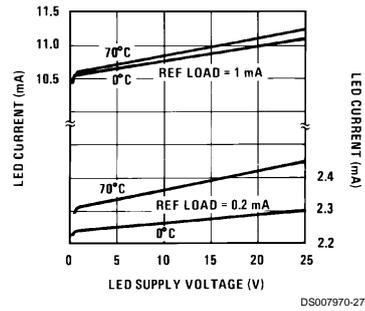
Input Current Beyond Signal Range (Pin 5)



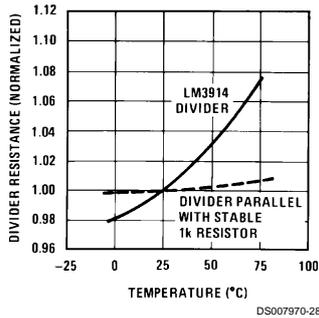
LED Current vs Reference Loading



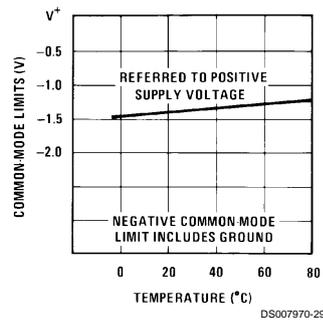
LED Driver Current Regulation



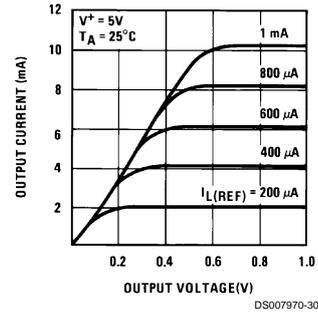
Total Divider Resistance vs Temperature



Common-Mode Limits



Output Characteristics



Functional Description

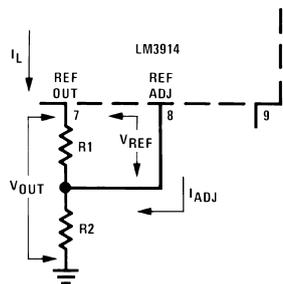
The simplified LM3914 block diagram is to give the general idea of the circuit's operation. A high input impedance buffer operates with signals from ground to 12V, and is protected against reverse and overvoltage signals. The signal is then applied to a series of 10 comparators; each of which is biased to a different comparison level by the resistor string.

In the example illustrated, the resistor string is connected to the internal 1.25V reference voltage. In this case, for each 125 mV that the input signal increases, a comparator will switch on another indicating LED. This resistor divider can be connected between any 2 voltages, providing that they are 1.5V below V^+ and no less than V^- . If an expanded scale meter display is desired, the total divider voltage can be as little as 200 mV. Expanded-scale meter displays are more accurate and the segments light uniformly only if bar mode is used. At 50 mV or more per step, dot mode is usable.

INTERNAL VOLTAGE REFERENCE

The reference is designed to be adjustable and develops a nominal 1.25V between the REF OUT (pin 7) and REF ADJ (pin 8) terminals. The reference voltage is impressed across program resistor R1 and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor R2 giving an output voltage of:

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$



DS007970-4

Since the 120 μ A current (max) from the adjust terminal represents an error term, the reference was designed to minimize changes of this current with V^+ and load changes.

CURRENT PROGRAMMING

A feature not completely illustrated by the block diagram is the LED brightness control. The current drawn out of the reference voltage pin (pin 7) determines LED current. Approximately 10 times this current will be drawn through each lighted LED, and this current will be relatively constant despite supply voltage and temperature changes. Current drawn by the internal 10-resistor divider, as well as by the external current and voltage-setting divider should be included in calculating LED drive current. The ability to modulate LED brightness with time, or in proportion to input voltage and other signals can lead to a number of novel displays or ways of indicating input overvoltages, alarms, etc.

MODE PIN USE

Pin 9, the Mode Select input controls chaining of multiple LM3914s, and controls bar or dot mode operation. The following tabulation shows the basic ways of using this input. Other more complex uses will be illustrated in the applications.

Bar Graph Display: Wire Mode Select (pin 9) *directly* to pin 3 (V^+ pin).

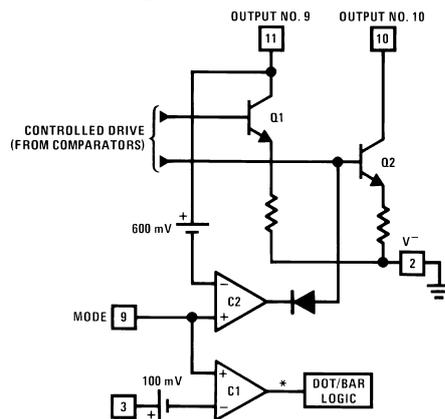
Dot Display, Single LM3914 Driver: Leave the Mode Select pin open circuit.

Dot Display, 20 or More LEDs: Connect pin 9 of the *first* driver in the series (i.e., the one with the lowest input voltage comparison points) to pin 1 of the next higher LM3914 driver. Continue connecting pin 9 of lower input drivers to pin 1 of higher input drivers for 30, 40, or more LED displays. The last LM3914 driver in the chain will have pin 9 wired to pin 11. All previous drivers should have a 20k resistor in parallel with LED No. 9 (pin 11 to V_{LED}).

Mode Pin Functional Description

This pin actually performs two functions. Refer to the simplified block diagram below.

Block Diagram of Mode Pin Description



DS007970-5

*High for bar

DOT OR BAR MODE SELECTION

The voltage at pin 9 is sensed by comparator C1, nominally referenced to ($V^+ - 100$ mV). The chip is in bar mode when pin 9 is above this level; otherwise it's in dot mode. The comparator is designed so that pin 9 can be left open circuit for dot mode.

Taking into account comparator gain and variation in the 100 mV reference level, pin 9 should be no more than 20 mV below V^+ for bar mode and more than 200 mV below V^+ (or open circuit) for dot mode. In most applications, pin 9 is either open (dot mode) or tied to V^+ (bar mode). In bar mode, pin 9 should be connected directly to pin 3. Large currents drawn from the power supply (LED current, for example) should not share this path so that large IR drops are avoided.

DOT MODE CARRY

In order for the display to make sense when multiple LM3914s are cascaded in dot mode, special circuitry has been included to shut off LED No. 10 of the first device when

Mode Pin Functional Description

(Continued)

LED No. 1 of the second device comes on. The connection for cascading in dot mode has already been described and is depicted below.

As long as the input signal voltage is below the threshold of the second LM3914, LED No. 11 is off. Pin 9 of LM3914 No. 1 thus sees effectively an open circuit so the chip is in dot mode. As soon as the input voltage reaches the threshold of LED No. 11, pin 9 of LM3914 No. 1 is pulled an LED drop (1.5V or more) below V_{LED} . This condition is sensed by comparator C2, referenced 600 mV below V_{LED} . This forces the output of C2 low, which shuts off output transistor Q2, extinguishing LED No. 10.

V_{LED} is sensed via the 20k resistor connected to pin 11. The very small current (less than $100\ \mu\text{A}$) that is diverted from LED No. 9 does not noticeably affect its intensity.

An auxiliary current source at pin 1 keeps at least $100\ \mu\text{A}$ flowing through LED No. 11 even if the input voltage rises high enough to extinguish the LED. This ensures that pin 9 of LM3914 No. 1 is held low enough to force LED No. 10 off when any higher LED is illuminated. While $100\ \mu\text{A}$ does not normally produce significant LED illumination, it may be noticeable when using high-efficiency LEDs in a dark environment. If this is bothersome, the simple cure is to shunt LED No. 11 with a 10k resistor. The 1V IR drop is more than the 900 mV worst case required to hold off LED No. 10 yet small enough that LED No. 11 does not conduct significantly.

OTHER DEVICE CHARACTERISTICS

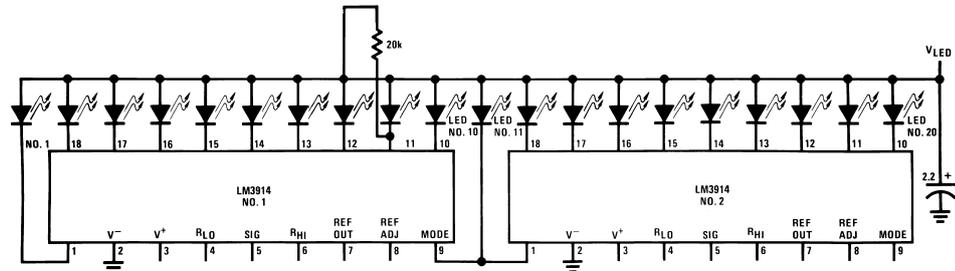
The LM3914 is relatively low-powered itself, and since any number of LEDs can be powered from about 3V , it is a very efficient display driver. Typical standby supply current (all

LEDs OFF) is 1.6 mA (2.5 mA max). However, any reference loading adds 4 times that current drain to the V^+ (pin 3) supply input. For example, an LM3914 with a 1 mA reference pin load (1.3k), would supply almost 10 mA to every LED while drawing only 10 mA from its V^+ pin supply. At full-scale, the IC is typically drawing less than 10% of the current supplied to the display.

The display driver does not have built-in hysteresis so that the display does not jump instantly from one LED to the next. Under rapidly changing signal conditions, this cuts down high frequency noise and often an annoying flicker. An "overlap" is built in so that at no time between segments are all LEDs completely OFF in the dot mode. Generally 1 LED fades in while the other fades out over a mV or more of range (Note 3). The change may be much more rapid between LED No. 10 of one device and LED No. 1 of a second device "chained" to the first.

The LM3914 features individually current regulated LED driver transistors. Further internal circuitry detects when any driver transistor goes into saturation, and prevents other circuitry from drawing excess current. This results in the ability of the LM3914 to drive and regulate LEDs powered from a pulsating DC power source, i.e., largely unfiltered. (Due to possible oscillations at low voltages a nominal bypass capacitor consisting of a $2.2\ \mu\text{F}$ solid tantalum connected from the pulsating LED supply to pin 2 of the LM3914 is recommended.) This ability to operate with low or fluctuating voltages also allows the display driver to interface with logic circuitry, opto-coupled solid-state relays, and low-current incandescent lamps.

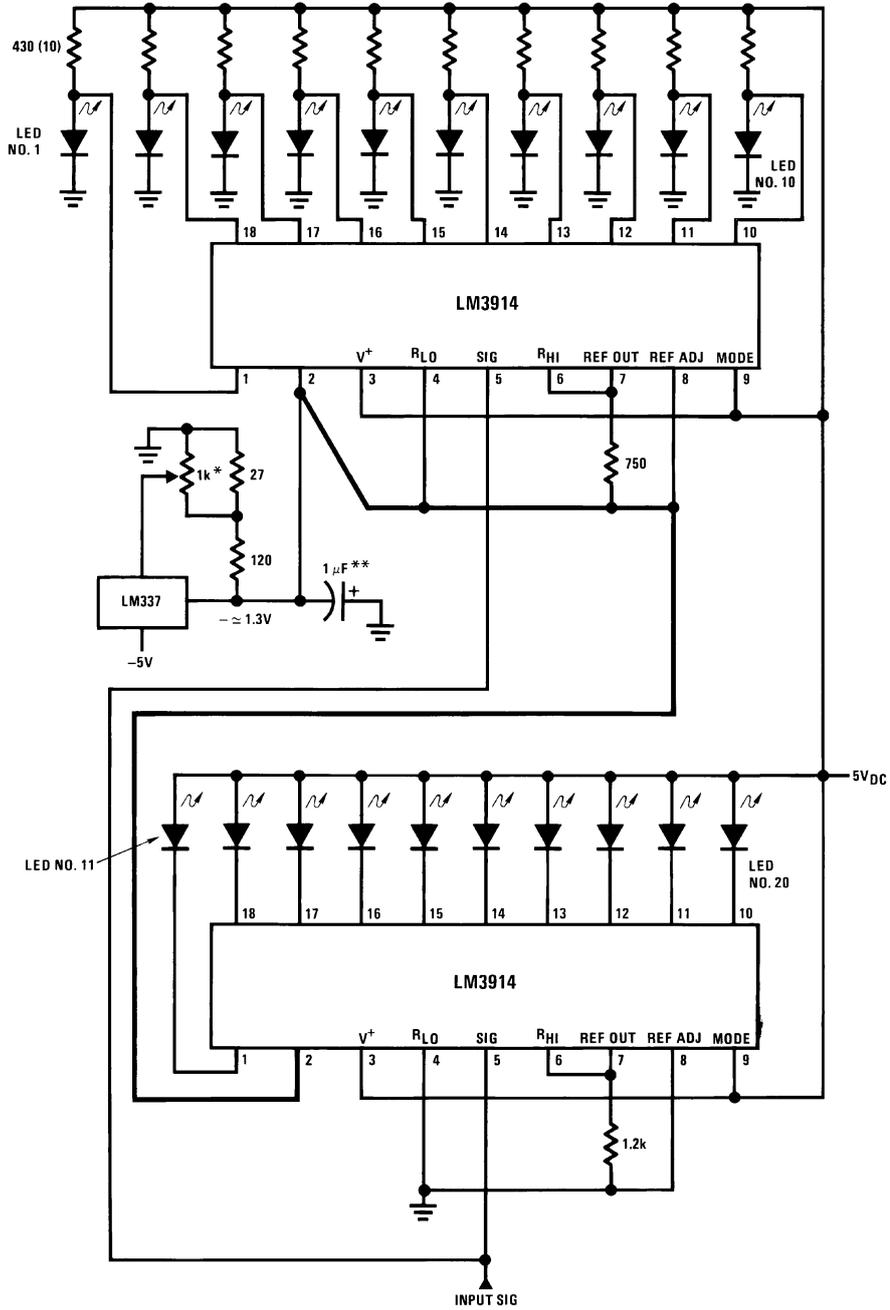
Cascading LM3914s in Dot Mode



DS007970-6

Typical Applications

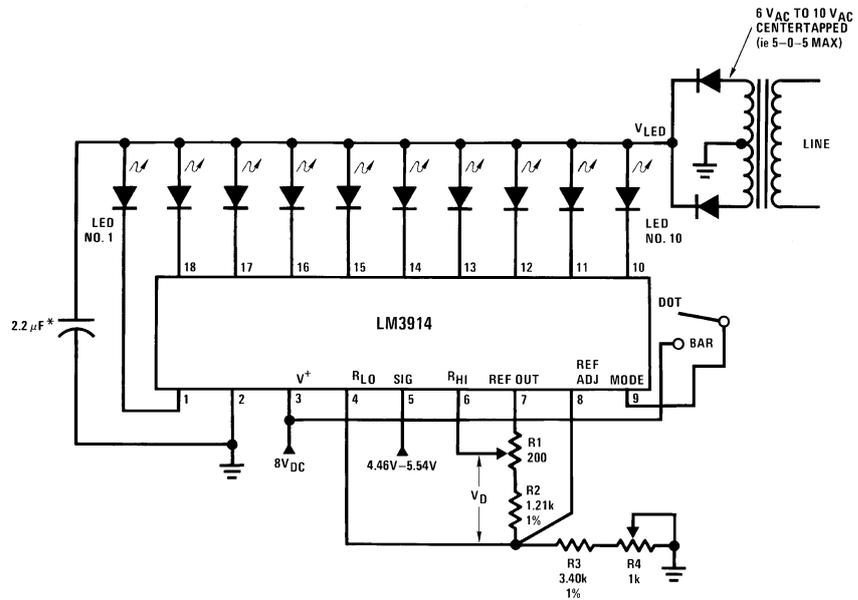
Zero-Center Meter, 20-Segment



DS007970-7

Typical Applications (Continued)

Expanded Scale Meter, Dot or Bar



DS007970-8

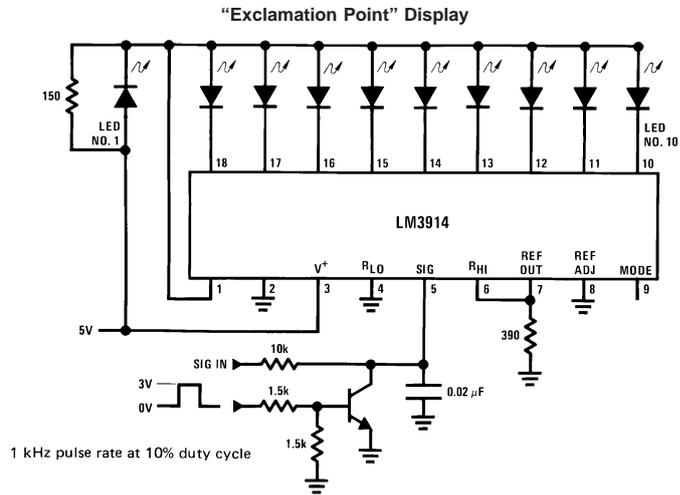
*This application illustrates that the LED supply needs practically no filtering

Calibration: With a precision meter between pins 4 and 6 adjust R1 for voltage V_D of 1.20V. Apply 4.94V to pin 5, and adjust R4 until LED No. 5 just lights. The adjustments are non-interacting.

Application Example: Grading 5V Regulators

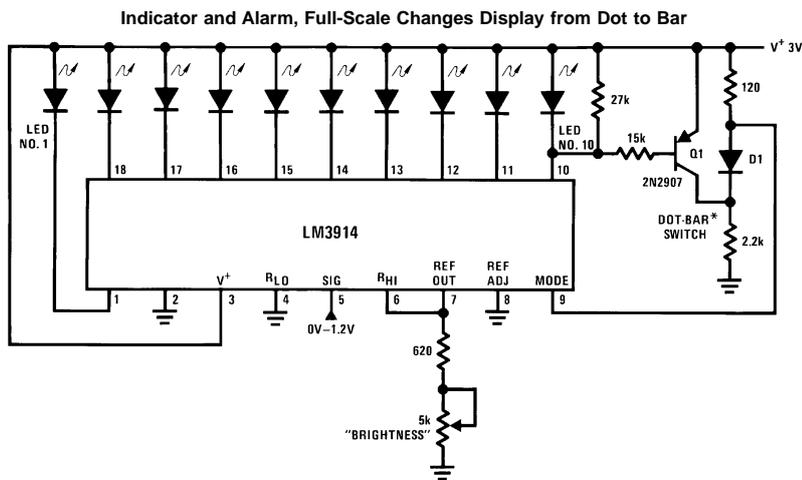
Highest No. LED on	Color	$V_{OUT(MIN)}$
10	Red	5.54
9	Red	5.42
8	Yellow	5.30
7	Green	5.18
6	Green	5.06
5V		
5	Green	4.94
4	Green	4.82
3	Yellow	4.7
2	Red	4.58
1	Red	4.46

Typical Applications (Continued)



DS007970-9

LEDs light up as illustrated with the upper lit LED indicating the actual input voltage. The display appears to increase resolution and provides an analog indication of overrange.

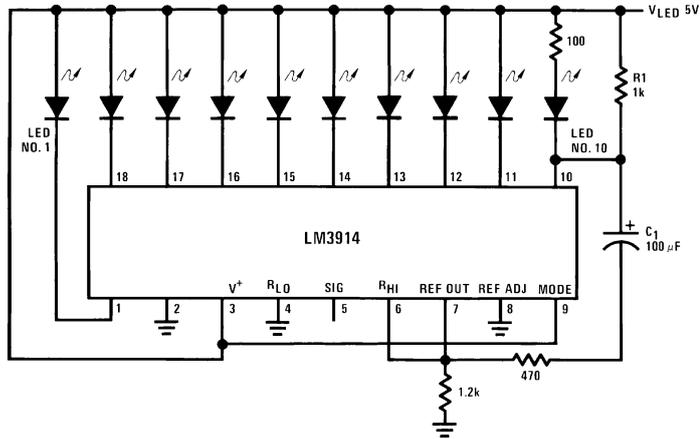


DS007970-10

*The input to the Dot-Bar Switch may be taken from cathodes of other LEDs. Display will change to bar as soon as the LED so selected begins to light.

Typical Applications (Continued)

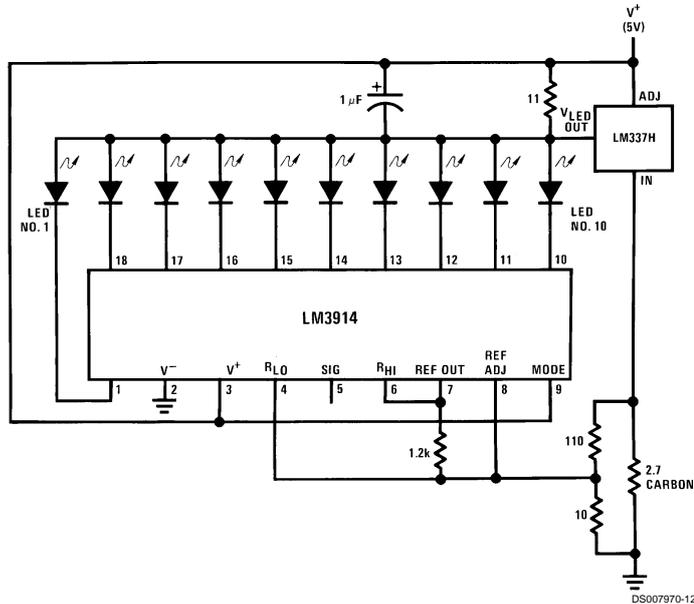
Bar Display with Alarm Flasher



DS007970-11

Full-scale causes the full bar display to flash. If the junction of R1 and C1 is connected to a different LED cathode, the display will flash when that LED lights, and at any higher input signal.

Adding Hysteresis (Single Supply, Bar Mode Only)

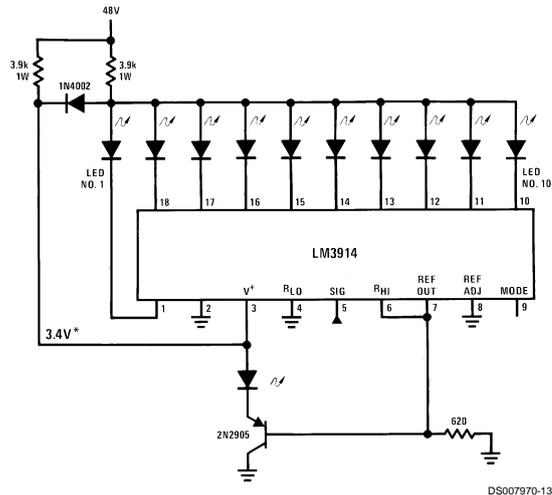


DS007970-12

Hysteresis is 0.5 mV to 1 mV

Typical Applications (Continued)

Operating with a High Voltage Supply (Dot Mode Only)



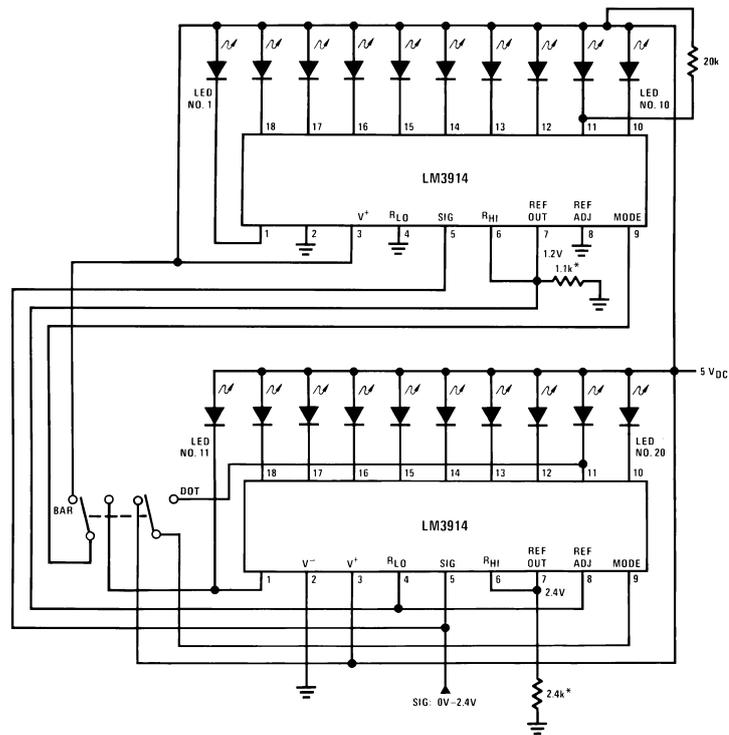
DS007970-13

The LED currents are approximately 10 mA, and the LM3914 outputs operate in saturation for minimum dissipation.

*This point is partially regulated and decreases in voltage with temperature. Voltage requirements of the LM3914 also decrease with temperature.

Typical Applications (Continued)

20-Segment Meter with Mode Switch



DS007970-14

*The exact wiring arrangement of this schematic shows the need for Mode Select (pin 9) to sense the V^+ voltage exactly as it appears on pin 3. Programs LEDs to 10 mA

Application Hints

Three of the most commonly needed precautions for using the LM3914 are shown in the first typical application drawing showing a 0V–5V bar graph meter. The most difficult problem occurs when large LED currents are being drawn, especially in bar graph mode. These currents flowing out of the ground pin cause voltage drops in external wiring, and thus errors and oscillations. Bringing the return wires from signal sources, reference ground and bottom of the resistor string (as illustrated) to a single point very near pin 2 is the best solution.

Long wires from V_{LED} to LED anode common can cause oscillations. Depending on the severity of the problem 0.05 μ F to 2.2 μ F decoupling capacitors from LED anode common to pin 2 will damp the circuit. If LED anode line wiring is inaccessible, often similar decoupling from pin 1 to pin 2 will be sufficient.

If LED turn ON seems slow (bar mode) or several LEDs light (dot mode), oscillation or excessive noise is usually the problem. In cases where proper wiring and bypassing fail to stop oscillations, V^+ voltage at pin 3 is usually below suggested limits. Expanded scale meter applications may have one or both ends of the internal voltage divider terminated at rela-

tively high value resistors. These high-impedance ends should be bypassed to pin 2 with at least a 0.001 μ F capacitor, or up to 0.1 μ F in noisy environments.

Power dissipation, especially in bar mode should be given consideration. For example, with a 5V supply and all LEDs programmed to 20 mA the driver will dissipate over 600 mW. In this case a 7.5 Ω resistor in series with the LED supply will cut device heating in half. The negative end of the resistor should be bypassed with a 2.2 μ F solid tantalum capacitor to pin 2 of the LM3914.

Turning OFF of most of the internal current sources is accomplished by pulling positive on the reference with a current source or resistance supplying 100 μ A or so. Alternately, the input signal can be gated OFF with a transistor switch.

Other special features and applications characteristics will be illustrated in the following applications schematics. Notes have been added in many cases, attempting to cover any special procedures or unusual characteristics of these applications. A special section called "Application Tips for the LM3914 Adjustable Reference" has been included with these schematics.

Application Hints (Continued)

APPLICATION TIPS FOR THE LM3914 ADJUSTABLE REFERENCE

GREATLY EXPANDED SCALE (BAR MODE ONLY)

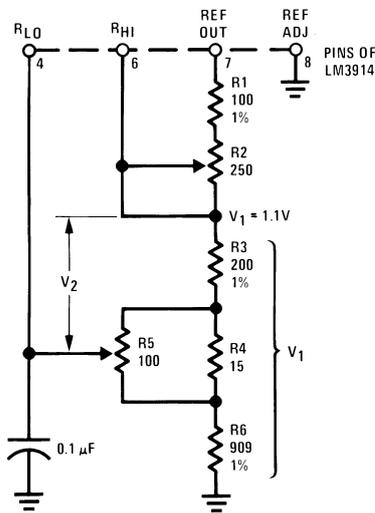
Placing the LM3914 internal resistor divider in parallel with a section ($\approx 230\Omega$) of a stable, low resistance divider greatly reduces voltage changes due to IC resistor value changes with temperature. Voltage V_1 should be trimmed to 1.1V first by use of R2. Then the voltage V_2 across the IC divider string can be adjusted to 200 mV, using R5 without affecting V_1 . LED current will be approximately 10 mA.

NON-INTERACTING ADJUSTMENTS FOR EXPANDED SCALE METER (4.5V to 5V, Bar or Dot Mode)

This arrangement allows independent adjustment of LED brightness regardless of meter span and zero adjustments. First, V_1 is adjusted to 5V, using R2. Then the span (voltage across R4) can be adjusted to exactly 0.5V using R6 without affecting the previous adjustment.

R9 programs LED currents within a range of 2.2 mA to 20 mA after the above settings are made.

Greatly Expanded Scale (Bar Mode Only)



ADJUSTING LINEARITY OF SEVERAL STACKED DIVIDERS

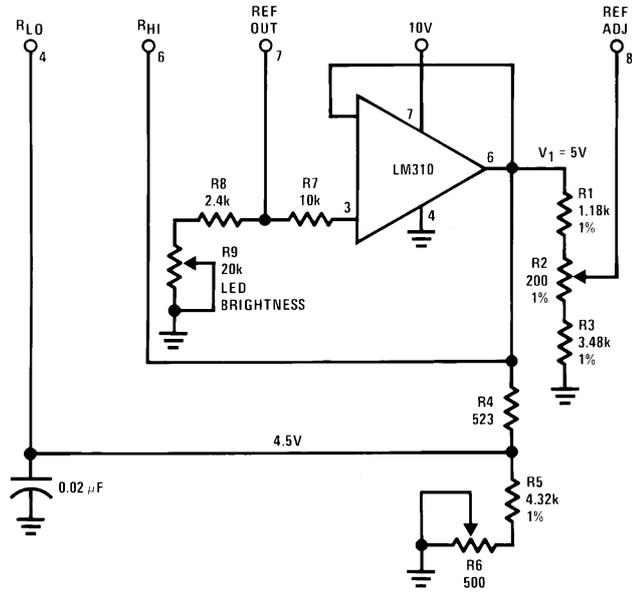
Three internal voltage dividers are shown connected in series to provide a 30-step display. If the resulting analog meter is to be accurate and linear the voltage on each divider must be adjusted, preferably without affecting any other adjustments. To do this, adjust R2 first, so that the voltage across R5 is exactly 1V. Then the voltages across R3 and R4 can be independently adjusted by shunting each with selected resistors of 6 k Ω or higher resistance. This is possible because the reference of LM3914 No. 3 is acting as a constant current source.

The references associated with LM3914s No. 1 and No. 2 should have their Ref Adj pins (pin 8) wired to ground, and their Ref Outputs loaded by a 620 Ω resistor to ground. This makes available similar 20 mA current outputs to all the LEDs in the system.

If an independent LED brightness control is desired (as in the previous application), a unity gain buffer, such as the LM310, should be placed between pin 7 and R1, similar to the previous application.

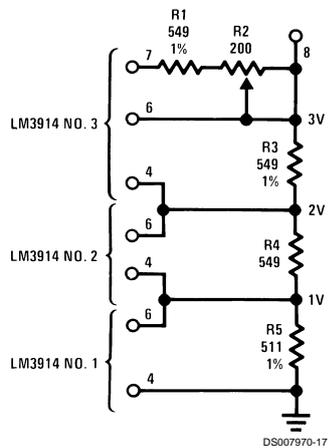
Application Hints (Continued)

Non-Interacting Adjustments for Expanded Scale Meter (4.5V to 5V, Bar or Dot Mode)



DS007970-16

Adjusting Linearity of Several Stacked Dividers



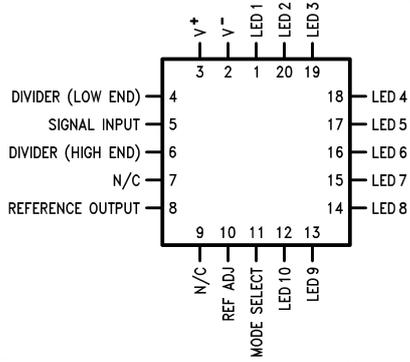
DS007970-17

Other Applications

- "Slow" — fade bar or dot display (doubles resolution)
- 20-step meter with single pot brightness control
- 10-step (or multiples) programmer
- Multi-step or "staging" controller
- Combined controller and process deviation meter
- Direction and rate indicator (to add to DVMs)
- Exclamation point display for power saving
- Graduations can be added to dot displays. Dimly light every other LED using a resistor to ground
- Electronic "meter-relay" — display could be circle or semi-circle
- Moving "hole" display — indicator LED is dark, rest of bar lit
- Drives vacuum-fluorescent and LCDs using added passive parts

Connection Diagrams

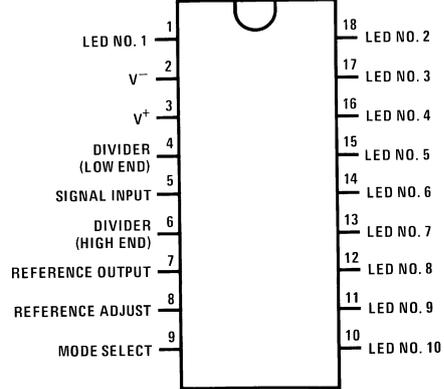
Plastic Chip Carrier Package



DS007970-18

Top View
Order Number LM3914V
See NS Package Number V20A

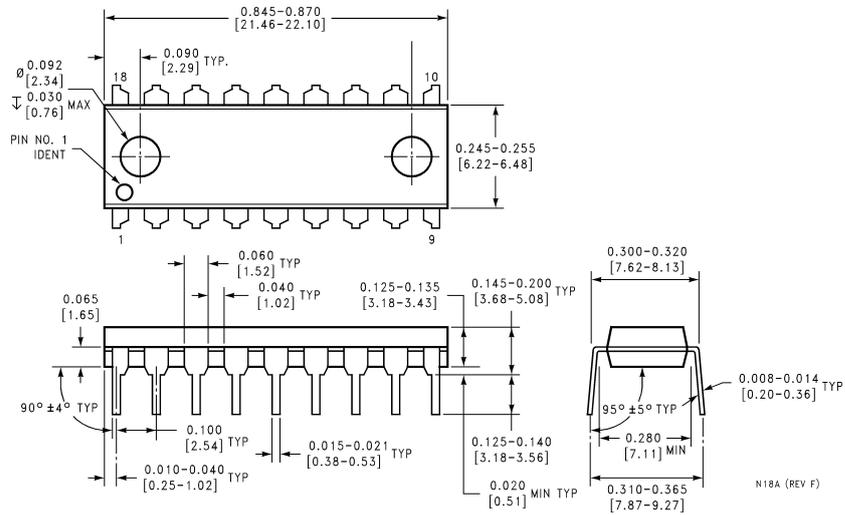
Dual-in-Line Package



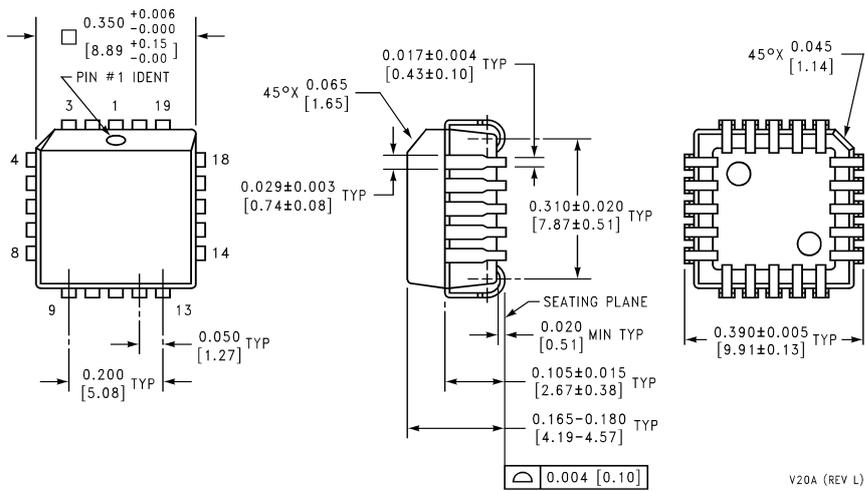
DS007970-19

Top View
Order Number LM3914N
See NS Package Number N18A

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM3914N
NS Package Number N18A



Plastic Chip Carrier Package (V)
Order Number LM3914V
NS Package Number V20A

Notes

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
Americas
Tel: 1-800-272-9959
Fax: 1-800-737-7018
Email: support@nsc.com

www.national.com

National Semiconductor Europe

Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85
English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32
Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58
Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group

Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: sea.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.

Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507

DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Family Specifications HEF, HEC
- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Package Outlines/Information HEF, HEC

HEF4027B **flip-flops** Dual JK flip-flop

Product specification
File under Integrated Circuits, IC04

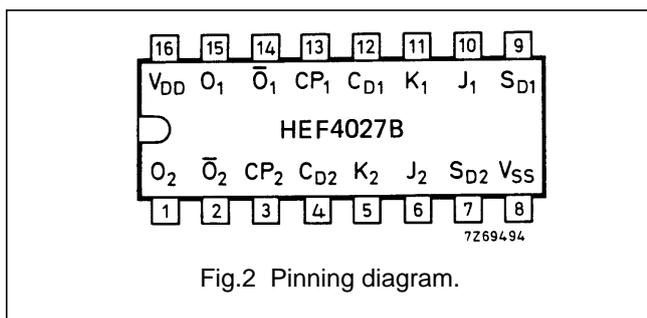
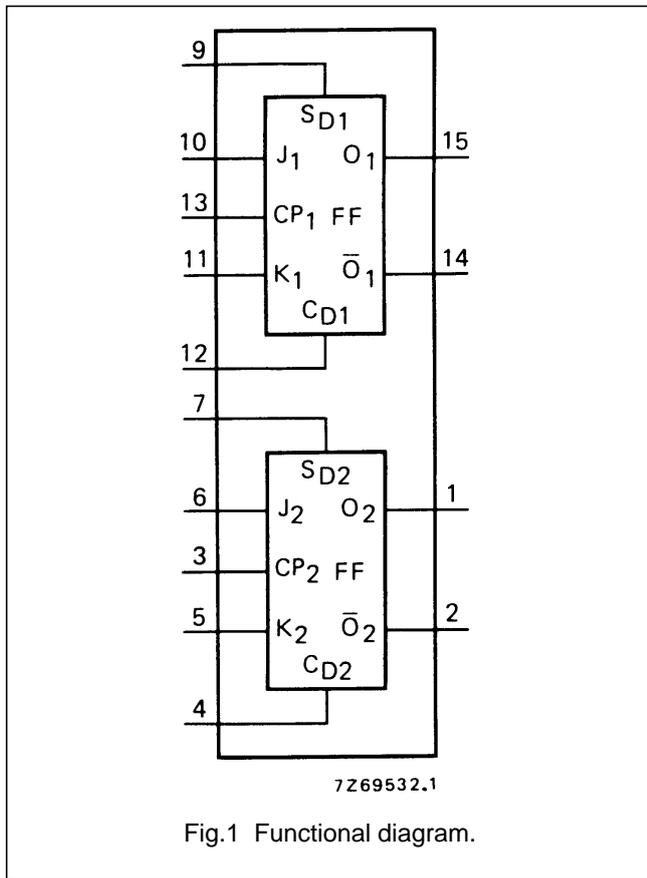
January 1995

Dual JK flip-flop

HEF4027B flip-flops

DESCRIPTION

The HEF4027B is a dual JK flip-flop which is edge-triggered and features independent set direct (S_D), clear direct (C_D), clock (CP) inputs and outputs (O, \bar{O}). Data is accepted when CP is LOW, and transferred to the output on the positive-going edge of the clock. The active HIGH asynchronous clear-direct (C_D) and set-direct (S_D) are independent and override the J, K, and CP inputs. The outputs are buffered for best system performance. Schmitt-trigger action in the clock input makes the circuit highly tolerant to slower clock rise and fall times.



FUNCTION TABLES

INPUTS					OUTPUTS	
S_D	C_D	CP	J	K	O	\bar{O}
H	L	X	X	X	H	L
L	H	X	X	X	L	H
H	H	X	X	X	H	H

INPUTS					OUTPUTS	
S_D	C_D	CP	J	K	O_{n+1}	\bar{O}_{n+1}
L	L	↗	L	L	no change	
L	L	↗	H	L	H	L
L	L	↗	L	H	L	H
L	L	↗	H	H	\bar{O}_n	O_n

Notes

- H = HIGH state (the more positive voltage)
L = LOW state (the less positive voltage)
X = state is immaterial
↗ = positive-going transition
 O_{n+1} = state after clock positive transition

PINNING

- J,K synchronous inputs
- CP clock input (L to H edge-triggered)
- S_D asynchronous set-direct input (active HIGH)
- C_D asynchronous clear-direct input (active HIGH)
- O true output
- \bar{O} complement output

- HEF4027BP(N): 16-lead DIL; plastic (SOT38-1)
- HEF4027BD(F): 16-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT74)
- HEF4027BT(D): 16-lead SO; plastic (SOT109-1)
- (): Package Designator North America

FAMILY DATA, I_{DD} LIMITS category FLIP-FLOPS

See Family Specifications

Dual JK flip-flop

HEF4027B
flip-flops

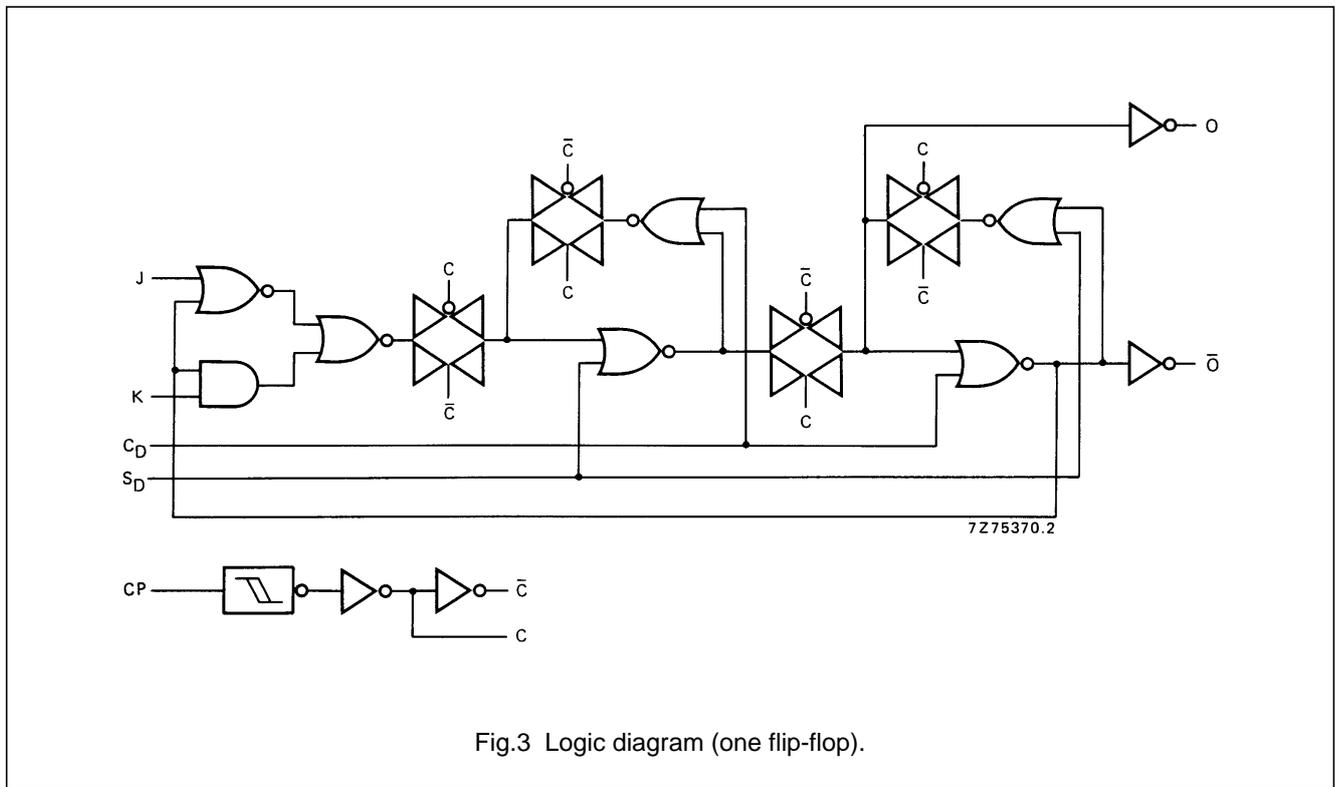


Fig.3 Logic diagram (one flip-flop).

AC CHARACTERISTICS

V_{SS} = 0 V; T_{amb} = 25 °C; C_L = 50 pF; input transition times ≤ 20 ns

	V _{DD} V	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	TYPICAL EXTRAPOLATION FORMULA
Propagation delays						
CP → O, \bar{O}	5			105	210 ns	78 ns + (0,55 ns/pF) C _L
HIGH to LOW	10	t _{PHL}		40	80 ns	29 ns + (0,23 ns/pF) C _L
	15			30	60 ns	22 ns + (0,16 ns/pF) C _L
LOW to HIGH	5	t _{PLH}		85	170 ns	58 ns + (0,55 ns/pF) C _L
	10			35	70 ns	27 ns + (0,23 ns/pF) C _L
	15			30	60 ns	22 ns + (0,16 ns/pF) C _L
S _D → O	5			70	140 ns	43 ns + (0,55 ns/pF) C _L
LOW to HIGH	10	t _{PLH}		30	60 ns	19 ns + (0,23 ns/pF) C _L
	15			25	50 ns	17 ns + (0,16 ns/pF) C _L
C _D → O	5			120	240 ns	93 ns + (0,55 ns/pF) C _L
HIGH to LOW	10	t _{PHL}		45	90 ns	33 ns + (0,23 ns/pF) C _L
	15			35	70 ns	27 ns + (0,16 ns/pF) C _L
S _D → \bar{O}	5			140	280 ns	113 ns + (0,55 ns/pF) C _L
HIGH to LOW	10	t _{PHL}		55	110 ns	44 ns + (0,23 ns/pF) C _L
	15			40	80 ns	32 ns + (0,16 ns/pF) C _L

Dual JK flip-flop

HEF4027B
flip-flops

	V _{DD} V	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	TYPICAL EXTRAPOLATION FORMULA	
C _D → \bar{O} LOW to HIGH	5	t _{PLH}		75	150	ns	48 ns + (0,55 ns/pF) C _L
	10			35	70	ns	24 ns + (0,23 ns/pF) C _L
	15			25	50	ns	17 ns + (0,16 ns/pF) C _L
Output transition times HIGH to LOW	5	t _{THL}		60	120	ns	10 ns + (1,0 ns/pF) C _L
	10			30	60	ns	9 ns + (0,42 ns/pF) C _L
	15			20	40	ns	6 ns + (0,28 ns/pF) C _L
LOW to HIGH	5	t _{TLH}		60	120	ns	10 ns + (1,0 ns/pF) C _L
	10			30	60	ns	9 ns + (0,42 ns/pF) C _L
	15			20	40	ns	6 ns + (0,28 ns/pF) C _L
Set-up time J,K → CP	5	t _{su}		50	25	ns	see also waveforms Figs 4 and 5
	10			30	10	ns	
	15			20	5	ns	
Hold time J,K → CP	5	t _{hold}		25	0	ns	
	10			20	0	ns	
	15			15	5	ns	
Minimum clock pulse width; LOW	5	t _{WCPL}		80	40	ns	
	10			30	15	ns	
	15			24	12	ns	
Minimum S _D , C _D pulse width; HIGH	5	t _{WSDH} , t _{WCDH}		90	45	ns	
	10			40	20	ns	
	15			30	15	ns	
Recovery time for S _D , C _D	5	t _{RS} , t _{RD}		20	-15	ns	
	10			15	-10	ns	
	15			10	-5	ns	
Maximum clock pulse frequency J = K = HIGH	5	f _{max}		4	8	MHz	see also waveforms Fig.4
	10			12	25	MHz	
	15			15	30	MHz	

	V _{DD} V	TYPICAL FORMULA FOR P (μW)	
Dynamic power dissipation per package (P)	5	900 f _i + ∑ (f _o C _L) × V _{DD} ²	where f _i = input freq. (MHz) f _o = output freq. (MHz) C _L = load capacitance (pF) ∑ (f _o C _L) = sum of outputs V _{DD} = supply voltage (V)
	10	4 500 f _i + ∑ (f _o C _L) × V _{DD} ²	
	15	13 200 f _i + ∑ (f _o C _L) × V _{DD} ²	

Dual JK flip-flop

HEF4027B
flip-flops

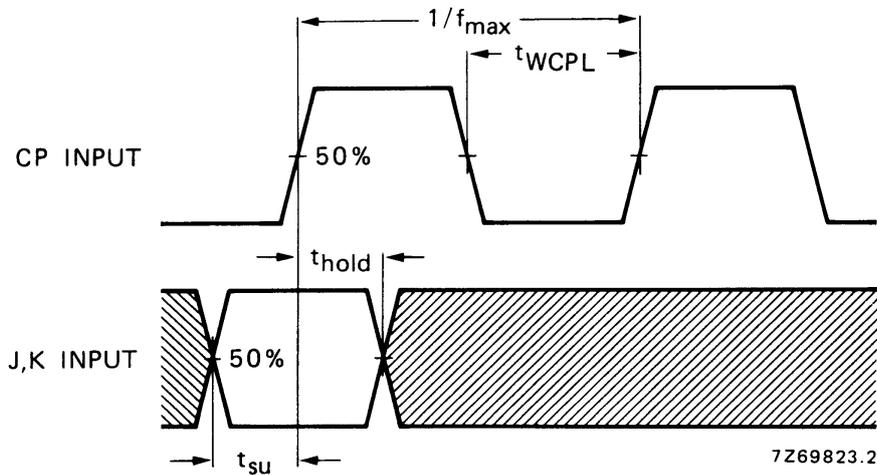


Fig.4 Waveforms showing set-up times, hold times and minimum clock pulse width. Set-up and hold times are shown as positive values but may be specified as negative values.

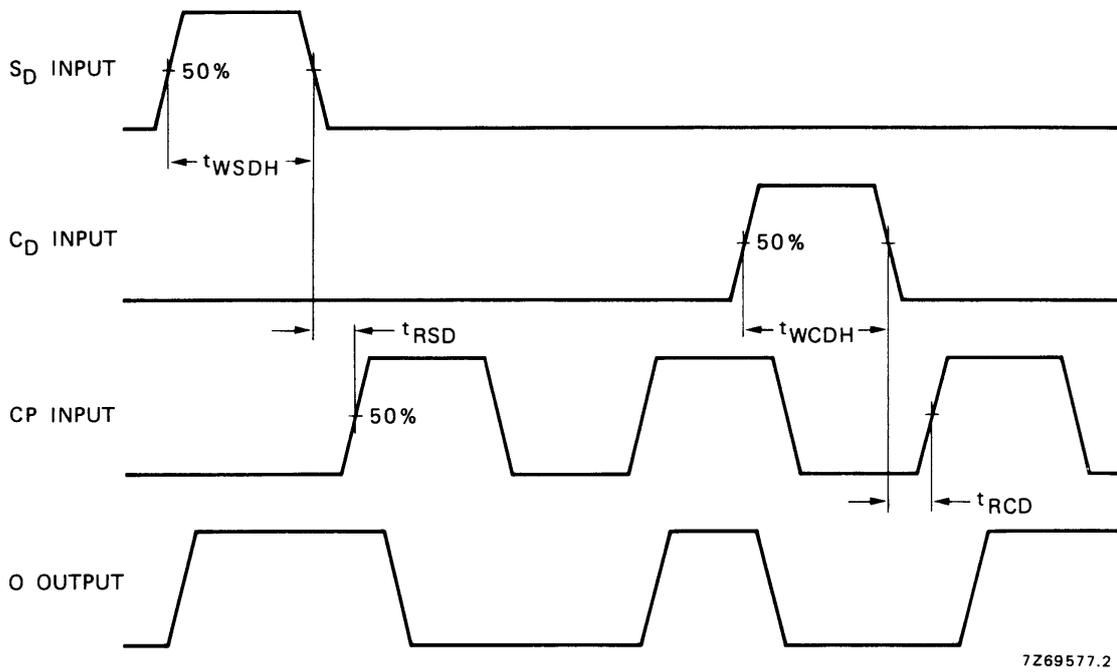


Fig.5 Waveforms showing recovery times for S_D and C_D ; minimum S_D and C_D pulse widths.

APPLICATION INFORMATION

Some examples of applications for the HEF4027B are:

- Registers
- Counters
- Control circuits

DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Family Specifications HEF, HEC
- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Package Outlines/Information HEF, HEC

HEF4049B **buffers** HEX inverting buffers

Product specification
File under Integrated Circuits, IC04

January 1995

HEX inverting buffers

HEF4049B buffers

DESCRIPTION

The HEF4049B provides six inverting buffers with high current output capability suitable for driving TTL or high capacitive loads. Since input voltages in excess of the buffers' supply voltage are permitted, the buffers may also be used to convert logic levels of up to 15 V to standard TTL levels. Their guaranteed fan-out into common bipolar logic elements is shown in the table below.

HEF4049BP(N): 16-lead DIL; plastic (SOT38-1)
 HEF4049BD(F): 16-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT74)
 HEF4049BT(D): 16-lead SO; plastic (SOT109-1)
 (): Package Designator North America

Guaranteed fan-out in common logic families

DRIVEN ELEMENT	GUARANTEED FAN-OUT
standard TTL	2
74 LS	9
74 L	16

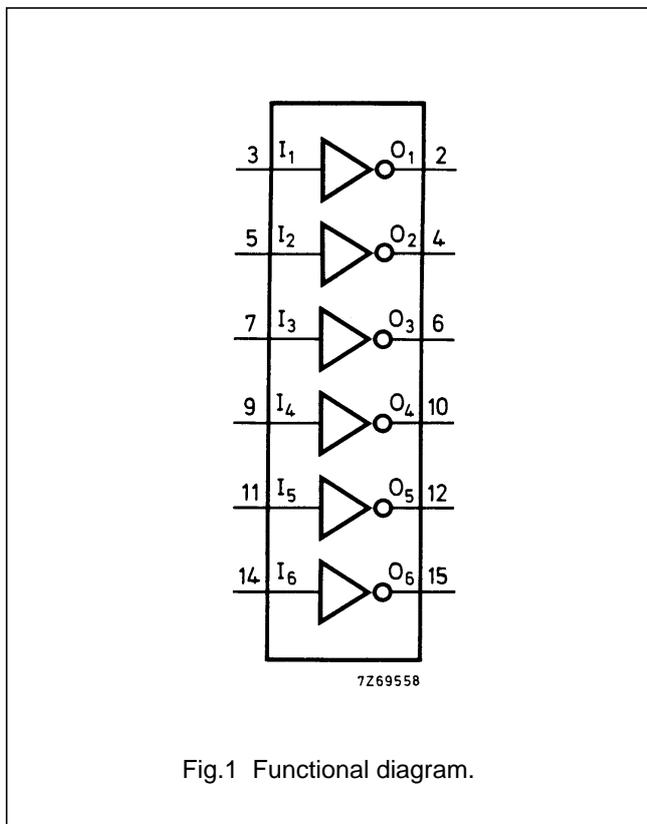


Fig.1 Functional diagram.

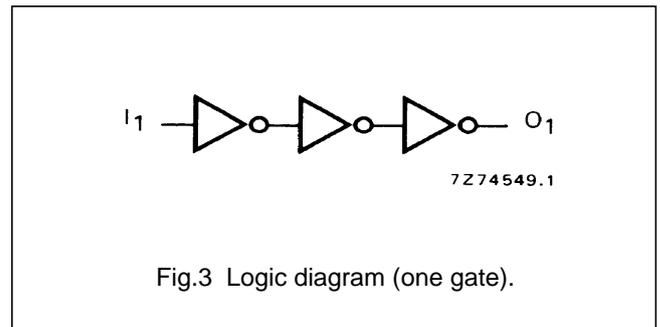


Fig.3 Logic diagram (one gate).

APPLICATION INFORMATION

Some examples of applications for the HEF4049B are:

- LOCMOS to DTL/TTL converter
- HIGH sink current for driving 2 TTL loads
- HIGH-to-LOW level logic conversion

Input protection

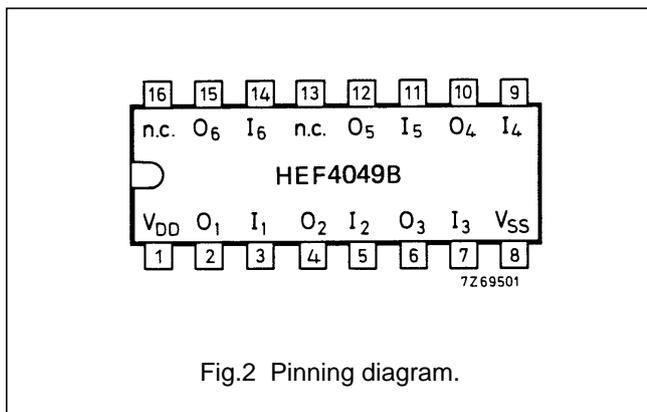


Fig.2 Pinning diagram.

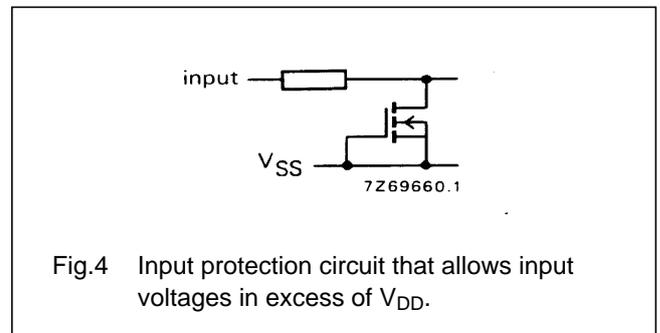


Fig.4 Input protection circuit that allows input voltages in excess of V_{DD}.

FAMILY DATA, I_{DD} LIMITS category BUFFERS

See Family Specifications

HEX inverting buffers

HEF4049B
buffers

DC CHARACTERISTICS

 $V_{SS} = 0\text{ V}$; $V_I = V_{SS}$ or V_{DD}

HEF	V_{DD} V	V_O V	SYMBOL	T_{amb} (°C)						
				-40		+25		+85		
				MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
Output (sink) current LOW	4,75	0,4	I_{OL}	3,5	–	2,9	–	2,3	–	mA
	10	0,5		12,0	–	10,0	–	8,0	–	mA
	15	1,5		24,0	–	20,0	–	16,0	–	mA
Output (source) current HIGH	5	4,6	$-I_{OH}$	0,52	–	0,44	–	0,36	–	mA
	10	9,5		1,3	–	1,1	–	0,9	–	mA
	15	13,5		3,6	–	3,0	–	2,4	–	mA
Output (source) current HIGH	5	2,5	$-I_{OH}$	1,7	–	1,4	–	1,1	–	mA

HEC	V_{DD} V	V_O V	SYMBOL	T_{amb} (°C)						
				-55		+25		+125		
				MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
Output (sink) current LOW	4,75	0,4	I_{OL}	3,6	–	2,9	–	1,9	–	mA
	10	0,5		12,5	–	10,0	–	6,7	–	mA
	15	1,5		25,0	–	20,0	–	13,0	–	mA
Output (source) current HIGH	5	4,6	$-I_{OH}$	0,52	–	0,44	–	0,36	–	mA
	10	9,5		1,3	–	1,1	–	0,9	–	mA
	15	13,5		3,6	–	3,0	–	2,4	–	mA

	V_{DD} V	SYMBOL	TYP.	MAX.		TYPICAL EXTRAPOLATION FORMULA	
Propagation delays $I_n \rightarrow O_n$ HIGH to LOW LOW to HIGH	5	t_{PHL}	35	70	ns	26 ns + (0,18 ns/pF) C_L	
			15	12	25	ns	9 ns + (0,05 ns/pF) C_L
			10	15	30	ns	11 ns + (0,08 ns/pF) C_L
	5	t_{PLH}	50	100	ns	23 ns + (0,55 ns/pF) C_L	
			15	20	40	ns	12 ns + (0,16 ns/pF) C_L
			10	25	50	ns	14 ns + (0,23 ns/pF) C_L
Output transition times HIGH to LOW LOW to HIGH	5	t_{THL}	20	40	ns	3 ns + (0,35 ns/pF) C_L	
			15	7	14	ns	2 ns + (0,09 ns/pF) C_L
			10	10	20	ns	3 ns + (0,14 ns/pF) C_L
	5	t_{TLH}	60	120	ns	10 ns + (1,0 ns/pF) C_L	
			15	20	40	ns	6 ns + (0,28 ns/pF) C_L
			10	30	60	ns	9 ns + (0,42 ns/pF) C_L

HEX inverting buffers

HEF4049B
buffers

	V_{DD} V	TYPICAL FORMULA FOR P (μ W)	
Dynamic power dissipation per package (P)	5 10 15	$2\,500 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$ $11\,000 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$ $35\,000 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	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)

DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Family Specifications HEF, HEC
- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Package Outlines/Information HEF, HEC

HEF4082B

gates

Dual 4-input AND gate

Product specification
File under Integrated Circuits, IC04

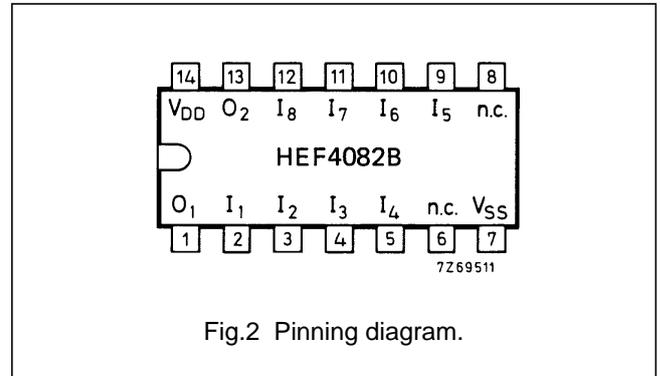
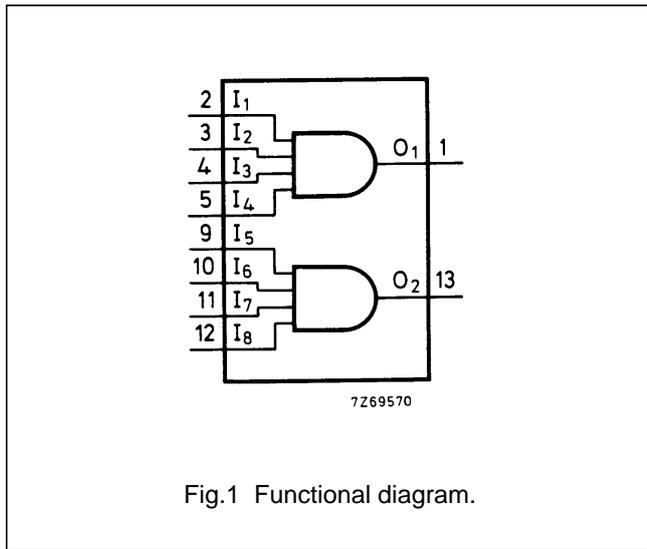
January 1995

Dual 4-input AND gate

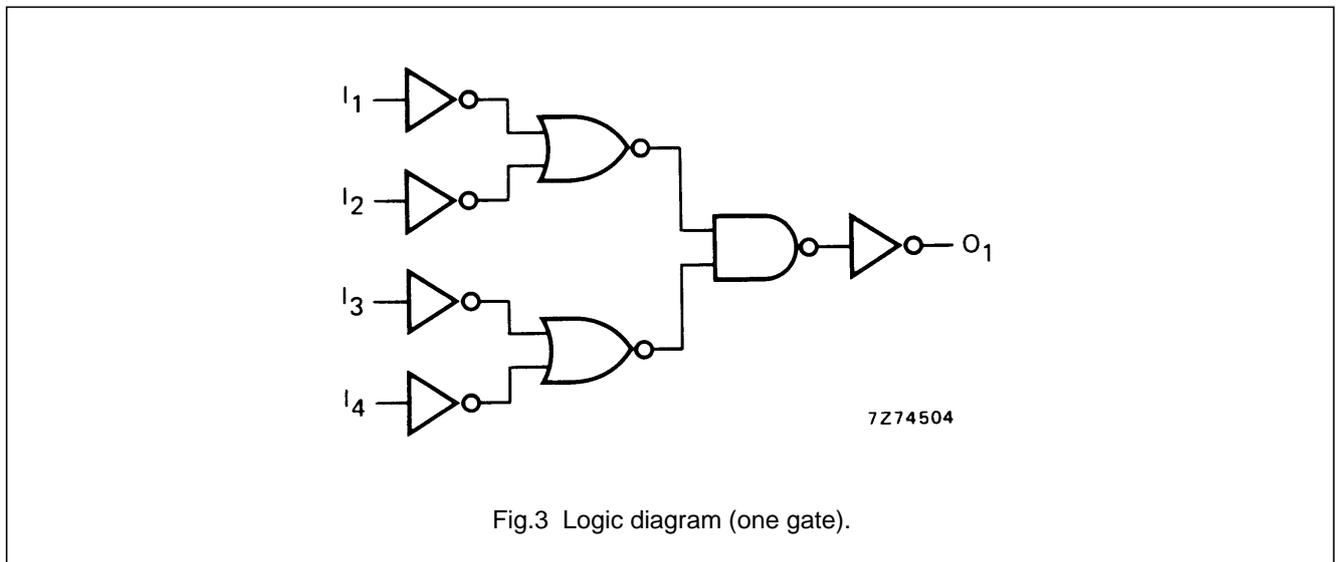
HEF4082B
gates

DESCRIPTION

The HEF4082B provides the positive dual 4-input AND function. The outputs are fully buffered for highest noise immunity and pattern insensitivity of output impedance.



- HEF4082BP(N): 14-lead DIL; plastic (SOT27-1)
 - HEF4082BD(F): 14-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT73)
 - HEF4082BT(D): 14-lead SO; plastic (SOT108-1)
- (): Package Designator North America



FAMILY DATA, I_{DD} LIMITS category GATES

See Family Specifications

Dual 4-input AND gate

HEF4082B
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 $I_n \rightarrow O_n$	5	$t_{PHL}; t_{PLH}$	65	125	ns	$38 \text{ ns} + (0,55 \text{ ns/pF}) C_L$
	10		30	60	ns	$19 \text{ ns} + (0,23 \text{ ns/pF}) C_L$
	15		25	45	ns	$17 \text{ ns} + (0,16 \text{ ns/pF}) C_L$
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	$1500 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	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	$6700 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	
	15	$16\,800 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	

L-53H BRIGHT RED	L-53G GREEN
L-53I HIGH EFFICIENCY RED	L-53E ORANGE
L-53N PURE ORANGE	L-53Y YELLOW
L-53PG PURE GREEN	

Features

- HIGH INTENSITY.
- LOW POWER CONSUMPTION.
- POPULAR T-1 3/4 DIAMETER PACKAGE.
- GENERAL PURPOSE LEADS.
- RELIABLE AND RUGGED.
- LONG LIFE - SOLID STATE RELIABILITY.
- AVAILABLE ON TAPE AND REEL.

Description

The Bright Red source color devices are made with Gallium Phosphide Red Light Emitting Diode.

The High Efficiency Red and Orange source color devices are made with Gallium Arsenide Phosphide on Gallium Phosphide Orange Light Emitting Diode.

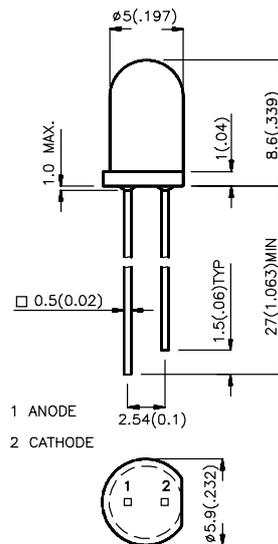
The Green source color devices are made with Gallium Phosphide Green Light Emitting Diode.

The Yellow source color devices are made with Gallium Arsenide Phosphide on Gallium Phosphide Yellow Light Emitting Diode.

The Pure Orange source color devices are made with Gallium Arsenide Phosphide on Gallium Phosphide Pure Orange Light Emitting Diode.

The Pure Green source color devices are made with Gallium Phosphide Pure Green Light Emitting Diode.

Package Dimensions



Notes:

1. All dimensions are in millimeters (inches).
2. Tolerance is $\pm 0.25(0.01)$ unless otherwise noted.
3. Lead spacing is measured where the lead emerge package.
4. Specifications are subjected to change without notice.

Selection Guide

Part No.	Dice	Lens Type	I _v (mcd) @ 10 mA		Viewing Angle
			Min.	Typ.	2θ1/2
L-53HD	BRIGHT RED (GaP)	RED DIFFUSED	2	5	60°
L-53ID	HIGH EFFICIENCY RED (GaAsP/GaP)	RED DIFFUSED	12	30	60°
L-53IT		RED TRANS.	30	80	30°
L-53EC		WATER CLEAR	30	80	30°
L-53ED	ORANGE (GaAsP/GaP)	ORANGE DIFFUSED	12	30	60°
L-53GD	GREEN (GaP)	GREEN DIFFUSED	5	20	60°
L-53GT		GREEN TRANS.	20	50	30°
L-53GC		WATER CLEAR	20	50	30°
L-53YD	YELLOW (GaAsP/GaP)	YELLOW DIFFUSED	5	20	60°
L-53YT		YELLOW TRANS.	20	40	30°
L-53YC		WATER CLEAR	20	40	30°
L-53ND	PURE ORANGE (GaAsP/GaP)	ORANGE DIFFUSED	12	30	60°
L-53NT		ORANGE TRANS.	50	80	30°
L-53NC		WATER CLEAR	50	80	30°
L-53PGD	PURE GREEN (GaP)	GREEN DIFFUSED	2	5	60°
L-53PGT		GREEN TRANS.	5	10	30°
L-53PGC		WATER CLEAR	5	10	30°

Note:

1. θ1/2 is the angle from optical centerline where the luminous intensity is 1/2 the optical centerline value.

Electrical / Optical Characteristics at T_A=25°C

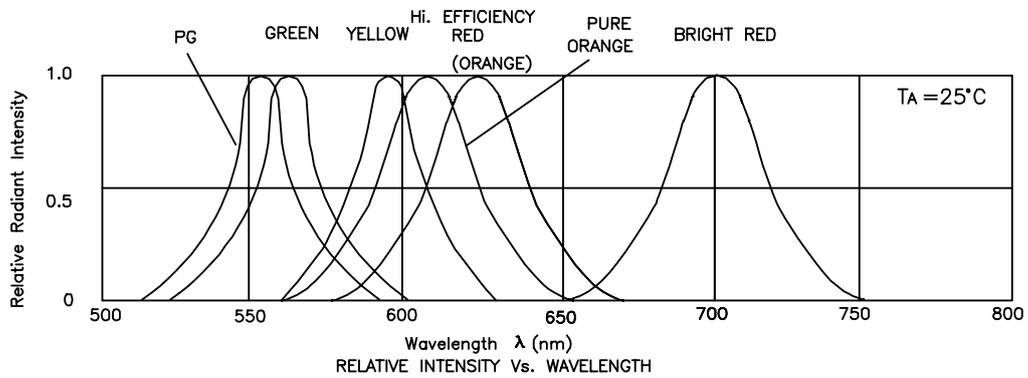
Symbol	Parameter	Device	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
λ _{peak}	Peak Wavelength	Bright Red High Efficiency Red Orange Green Yellow Pure Orange Pure Green	700 625 625 565 590 610 555		nm	IF=20mA
Δλ _{1/2}	Spectral Line Halfwidth	Bright Red High Efficiency Red Orange Green Yellow Pure Orange Pure Green	45 45 45 30 35 35 30		nm	IF=20mA
C	Capacitance	Bright Red High Efficiency Red Orange Green Yellow Pure Orange Pure Green	40 12 12 45 10 15 45		pF	VF=0V;f=1MHz
V _F	Forward Voltage	Bright Red High Efficiency Red Orange Green Yellow Pure Orange Pure Green	2.0 2.0 2.0 2.2 2.1 2.0 2.25	2.5 2.5 2.5 2.5 2.5 2.6 2.6	V	IF=20mA
I _r	Reverse Current	All	10		μA	VR = 5V

Absolute Maximum Ratings at $T_A=25^\circ\text{C}$

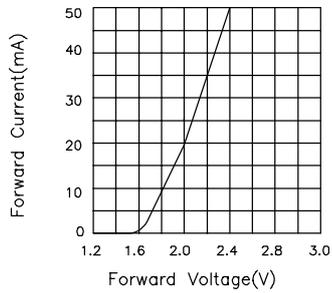
Parameter	Bright Red	High Efficiency Red	Orange	Green	Yellow	Pure Orange	Pure Green	Units
Power dissipation	120	105	105	105	105	105	105	mW
DC Forward Current	25	30	30	25	30	30	25	mA
Peak Forward Current [1]	150	150	150	150	150	150	150	mA
Reverse Voltage	5	5	5	5	5	5	5	V
Operating/Storage Temperature	-40°C To +85°C							
Lead Soldering Temperature [2]	260°C For 5 Seconds							

Notes:

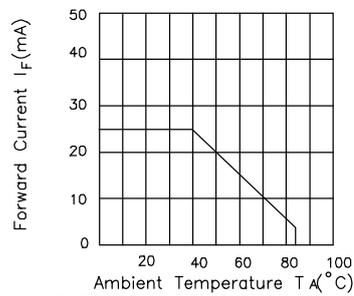
1. 1/10 Duty Cycle, 0.1ms Pulse Width.
2. 4mm below package base.



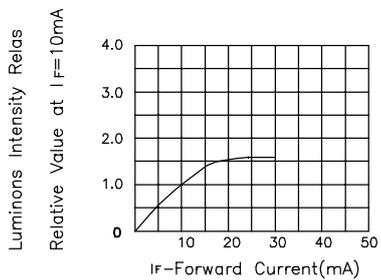
Bright Red L-53HD



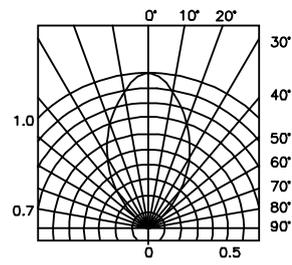
FORWARD CURRENT Vs. FORWARD VOLTAGE



FORWARD CURRENT DERATING CURVE

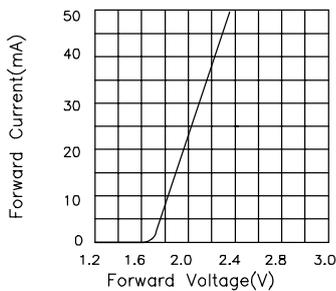


LUMINOUS INTENSITY Vs. FORWARD CURRENT

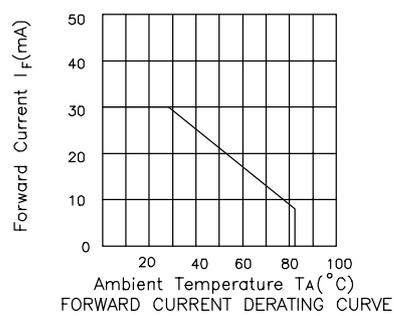


SPATIAL DISTRIBUTION

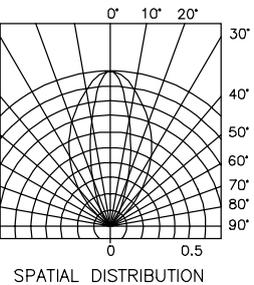
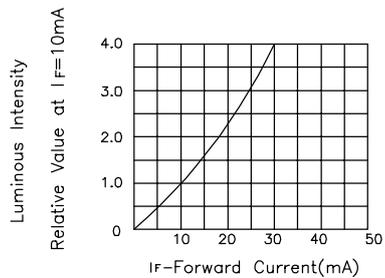
High Efficiency Red L-53ID,L-53IT Orange L-53ED,L-53EC



FORWARD CURRENT Vs. FORWARD VOLTAGE

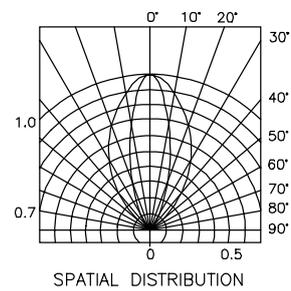
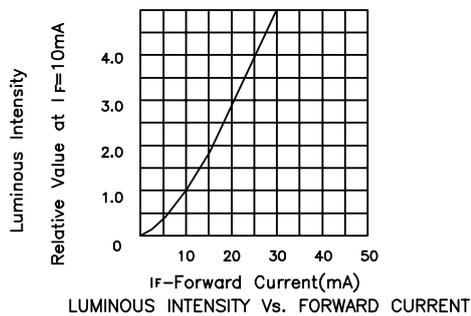
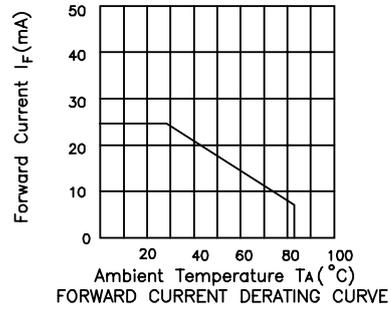
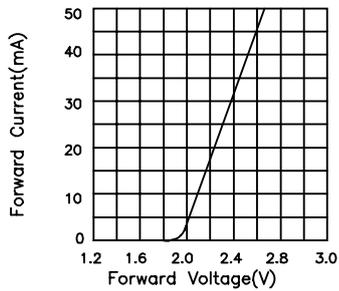


FORWARD CURRENT DERATING CURVE

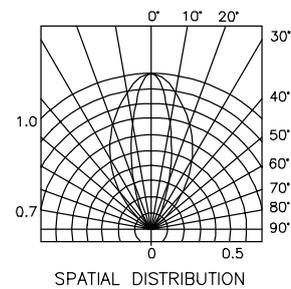
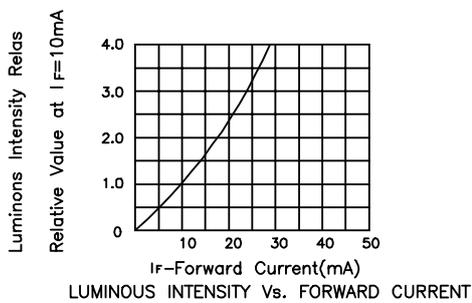
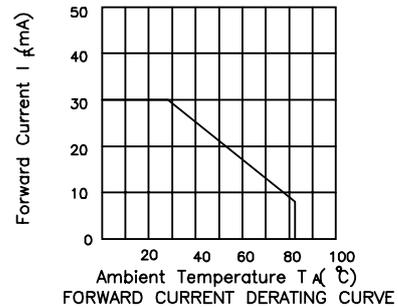
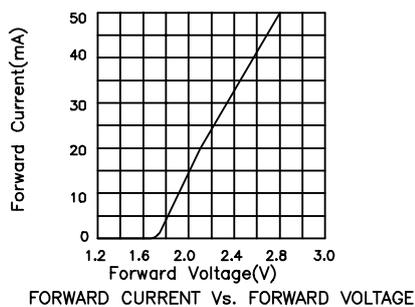


SPATIAL DISTRIBUTION

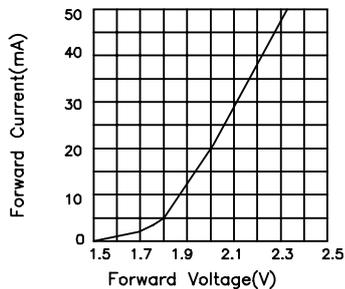
Green L-53GD,L-53GC,L-53GT



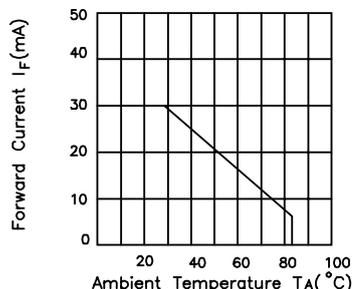
Yellow L-53YD,L-53YC,L-53YT



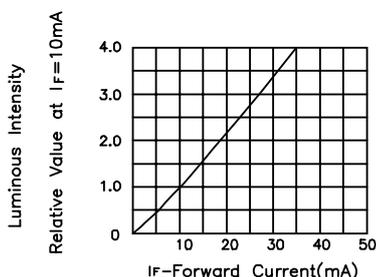
Pure Orange L-53ND,L-53NC,L-53NT



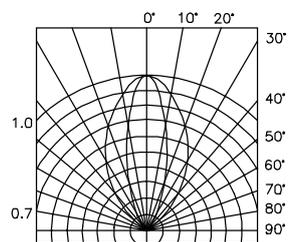
FORWARD CURRENT Vs. FORWARD VOLTAGE



FORWARD CURRENT DERATING CURVE

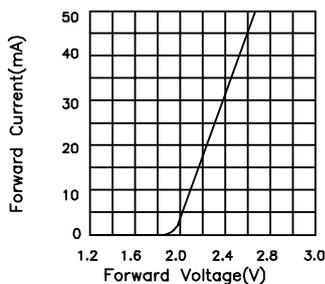


LUMINOUS INTENSITY Vs. FORWARD CURRENT

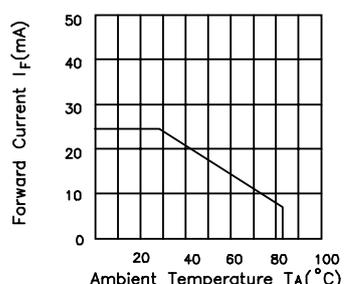


SPATIAL DISTRIBUTION

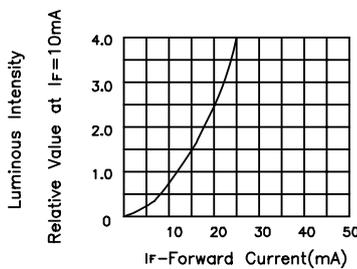
Pure Green L-53PGD,L-53PGC,L-53PGT



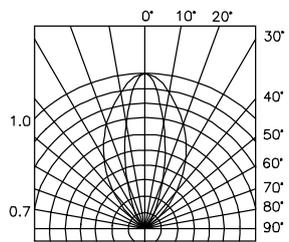
FORWARD CURRENT Vs. FORWARD VOLTAGE



FORWARD CURRENT DERATING CURVE

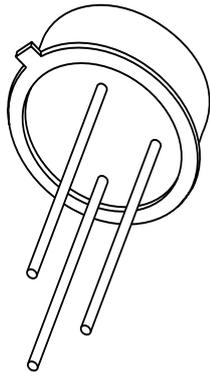


LUMINOUS INTENSITY Vs. FORWARD CURRENT



SPATIAL DISTRIBUTION

DATA SHEET



2N2222; 2N2222A NPN switching transistors

Product specification
Supersedes data of September 1994
File under Discrete Semiconductors, SC04

1997 May 29

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

FEATURES

- High current (max. 800 mA)
- Low voltage (max. 40 V).

APPLICATIONS

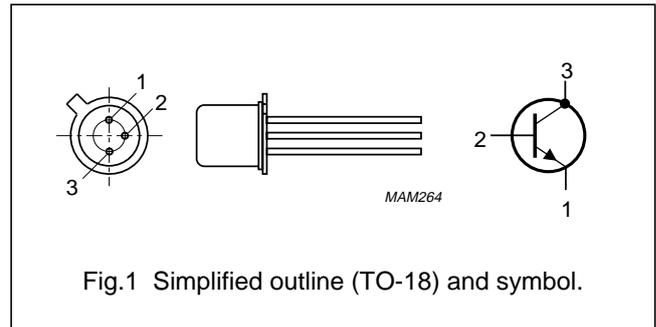
- Linear amplification and switching.

DESCRIPTION

NPN switching transistor in a TO-18 metal package.
PNP complement: 2N2907A.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector, connected to case



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	2N2222		–	60	V
	2N2222A		–	75	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	2N2222		–	30	V
	2N2222A		–	40	V
I_C	collector current (DC)		–	800	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$	–	500	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	75	–	
f_T	transition frequency	$I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$			
	2N2222		250	–	MHz
	2N2222A		300	–	MHz
t_{off}	turn-off time	$I_{Con} = 150\text{ mA}; I_{Bon} = 15\text{ mA}; I_{Boff} = -15\text{ mA}$	–	250	ns

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	60	V
	2N2222			75	V
V _{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	30	V
	2N2222A			40	V
V _{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	5	V
	2N2222A			6	V
I _C	collector current (DC)		–	800	mA
I _{CM}	peak collector current		–	800	mA
I _{BM}	peak base current		–	200	mA
P _{tot}	total power dissipation	T _{amb} ≤ 25 °C	–	500	mW
		T _{case} ≤ 25 °C	–	1.2	W
T _{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
T _j	junction temperature		–	200	°C
T _{amb}	operating ambient temperature		–65	+150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
R _{th j-a}	thermal resistance from junction to ambient	in free air	350	K/W
R _{th j-c}	thermal resistance from junction to case		146	K/W

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current 2N2222	$I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}$	–	10	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ °C}$	–	10	μA
I_{CBO}	collector cut-off current 2N2222A	$I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}$	–	10	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ °C}$	–	10	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 3\text{ V}$	–	10	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 0.1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	35	–	
		$I_C = 1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	50	–	
		$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	75	–	
		$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 1\text{ V};$ note 1	50	–	
		$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V};$ note 1	100	300	
h_{FE}	DC current gain 2N2222A	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; T_{amb} = -55\text{ °C}$	35	–	
h_{FE}	DC current gain 2N2222 2N2222A	$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V};$ note 1	30	–	
			40	–	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA};$ note 1	–	400	mV
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA};$ note 1	–	1.6	V
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222A	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA};$ note 1	–	300	mV
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA};$ note 1	–	1	V
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA};$ note 1	–	1.3	V
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA};$ note 1	–	2.6	V
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222A	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA};$ note 1	0.6	1.2	V
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA};$ note 1	–	2	V
C_c	collector capacitance	$I_E = i_e = 0; V_{CB} = 10\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	8	pF
C_e	emitter capacitance 2N2222A	$I_C = i_c = 0; V_{EB} = 500\text{ mV}; f = 1\text{ MHz}$	–	25	pF
f_T	transition frequency 2N2222 2N2222A	$I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	250	–	MHz
			300	–	MHz
F	noise figure 2N2222A	$I_C = 200\text{ }\mu\text{A}; V_{CE} = 5\text{ V}; R_S = 2\text{ k}\Omega;$ $f = 1\text{ kHz}; B = 200\text{ Hz}$	–	4	dB

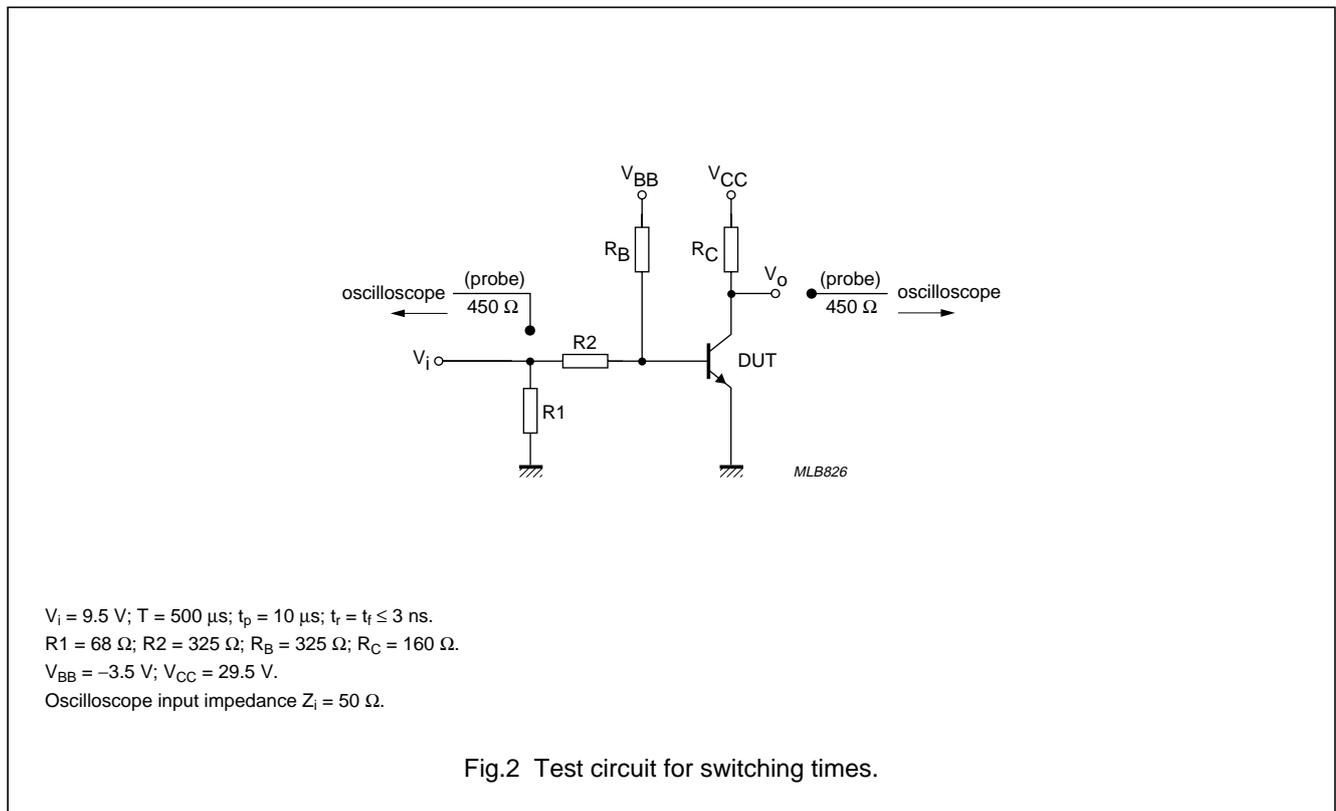
NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
Switching times (between 10% and 90% levels); see Fig.2					
t_{on}	turn-on time	$I_{Con} = 150 \text{ mA}; I_{Bon} = 15 \text{ mA}; I_{Boff} = -15 \text{ mA}$	–	35	ns
t_d	delay time		–	10	ns
t_r	rise time		–	25	ns
t_{off}	turn-off time		–	250	ns
t_s	storage time		–	200	ns
t_f	fall time		–	60	ns

Note

1. Pulse test: $t_p \leq 300 \mu\text{s}; \delta \leq 0.02$.



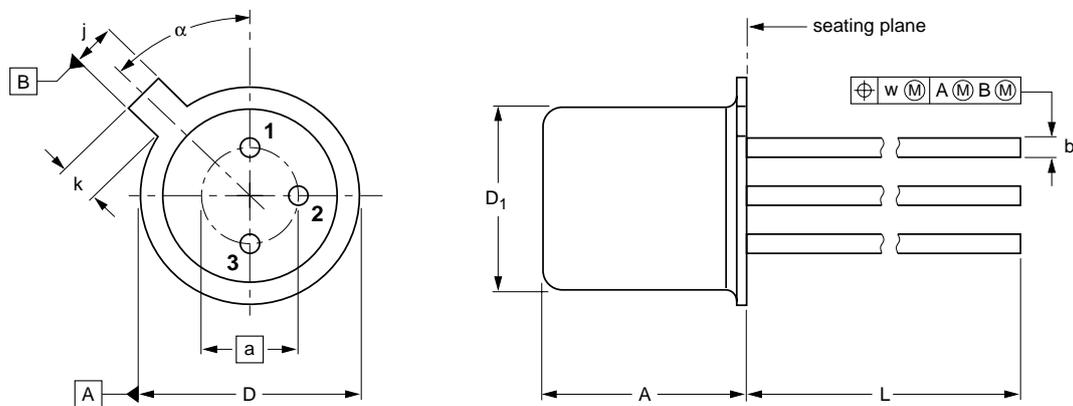
NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

PACKAGE OUTLINE

Metal-can cylindrical single-ended package; 3 leads

SOT18/13



DIMENSIONS (millimetre dimensions are derived from the original inch dimensions)

UNIT	A	a	b	D	D ₁	j	k	L	w	α
mm	5.31 4.74	2.54	0.47 0.41	5.45 5.30	4.70 4.55	1.03 0.94	1.1 0.9	15.0 12.7	0.40	45°

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT18/13	B11/C7 type 3	TO-18				97-04-18

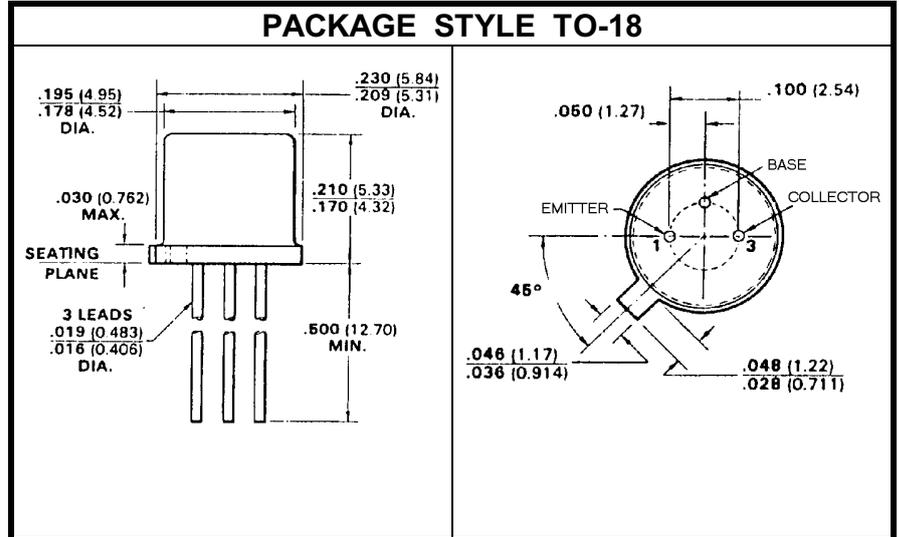
SILICON PNP TRANSISTOR

DESCRIPTION:

The **2N2907A** is Designed for General Purpose Amplifier and Switching Applications.

MAXIMUM RATING:

I_C	600 mA
V_{CE}	-60 V
P_{DISS}	1.8 W @ T _C = 25 °C
T_J	-65 °C to +200 °C
T_{STG}	-65 °C to +200 °C
θ_{JC}	97 °C/W


CHARACTERISTICS T_C = 25 °C

SYMBOL	TEST CONDITIONS	MINIMUM	TYPICAL	MAXIMUM	UNITS
BV_{CEO}	I _C = 10 mA	-60			V
BV_{CBO}	I _C = 10 μA	-60			V
I_{CBO}	V _{CB} = -50 V T _C = 25 °C T _C = 150 °C			0.01 10	μA
I_{CEX}	V _{CE} = -30 V V _{BE} = 0.5 V			50	nA
I_B	V _{CE} = -30 V V _{BE} = 0.5 V			50	nA
BV_{EBO}	I _E = 10 μA	-5.0			V
h_{FE}	V _{CE} = -10 V I _C = 100 μA I _C = 1.0 mA I _C = 10 mA I _C = 150 mA I _C = 500 mA	75 100 100 100 50	300		---
V_{CE(SAT)}	I _C = 150 mA I _B = 15 mA I _C = 500 mA I _B = 50 mA			-0.4 -1.6	V
V_{BE(SAT)}	I _C = 150 mA I _B = 15 mA I _C = 500 mA I _B = 50 mA			-1.3 -2.6	V

**DYNAMIC CHARACTERISTICS** $T_C = 25^\circ\text{C}$

SYMBOL	TEST CONDITIONS	MINIMUM	TYPICAL	MAXIMUM	UNITS
f_t	$V_{CE} = -20\text{ V}$ $I_C = 50\text{ mA}$ $f = 100\text{ MHz}$	200			MHz
C_{ob}	$V_{CB} = -10\text{ V}$ $f = 100\text{ KHz}$			8.0	pF
C_{ib}	$V_{EB} = -2.0\text{ V}$ $f = 100\text{ KHz}$			30	pF
t_{on}	$V_{CC} = -30\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $I_{B1} = 15\text{ mA}$			45	nS
t_d	$V_{CC} = -30\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $I_{B1} = 15\text{ mA}$			10	nS
T_r	$V_{CC} = -30\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $I_{B1} = 15\text{ mA}$			40	nS
t_{off}	$V_{CC} = -6.0\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $I_{B1} = I_{B2} = 15\text{ mA}$			100	nS
t_s	$V_{CC} = -6.0\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $I_{B1} = I_{B2} = 15\text{ mA}$			80	nS
t_f	$V_{CC} = -6.0\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $I_{B1} = I_{B2} = 15\text{ mA}$			30	nS



BUZ11

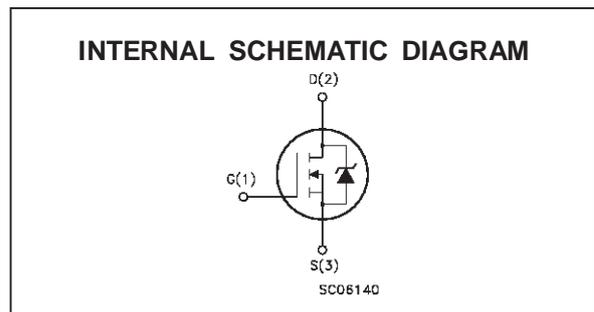
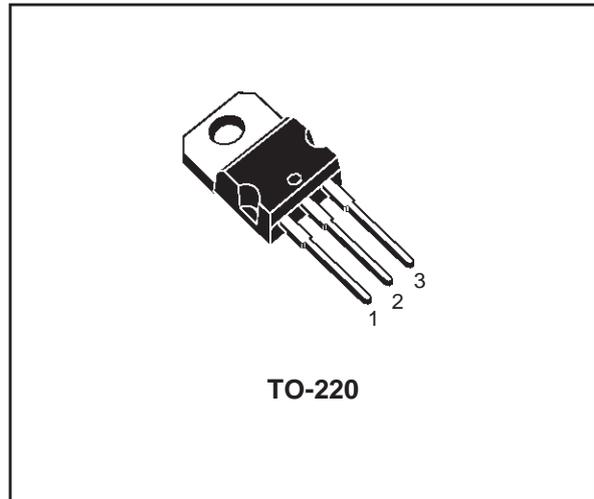
N - CHANNEL 50V - 0.03Ω - 33A TO-220 STripFET™ MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
BUZ11	50 V	< 0.04 Ω	33 A

- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.03 Ω
- AVALANCHE RUGGED TECHNOLOGY
- 100% AVALANCHE TESTED
- HIGH CURRENT CAPABILITY
- 175°C OPERATING TEMPERATURE

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SOLENOID AND RELAY DRIVERS
- REGULATORS
- DC-DC & DC-AC CONVERTERS
- MOTOR CONTROL, AUDIO AMPLIFIERS
- AUTOMOTIVE ENVIRONMENT (INJECTION, ABS, AIR-BAG, LAMPDRIVERS, Etc.)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	50	V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	50	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	33	A
I _{DM}	Drain Current (pulsed)	134	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	90	W
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 175	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	175	°C
	DIN HUMIDITY CATEGORY (DIN 40040)	E	
	IEC CLIMATIC CATEGORY (DIN IEC 68-1)	55/150/56	

First digit of the datecode being Z or K identifies silicon characterized in this datasheet.

BUZ11

THERMAL DATA

R _{thj-case}	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.67	°C/W
R _{thj-amb}	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5	°C/W

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Value	Unit
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T _j max, δ < 1%)	33	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _j = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 25 V)	200	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 °C unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{(BR)DSS}	Drain-source Breakdown Voltage	I _D = 250 μA V _{GS} = 0	50			V
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0)	V _{DS} = Max Rating V _{DS} = Max Rating T _j = 125 °C			1 10	μA μA
I _{GSS}	Gate-body Leakage Current (V _{DS} = 0)	V _{GS} = ± 20 V			± 100	nA

ON (*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} I _D = 1 mA	2.1	3	4	V
R _{DS(on)}	Static Drain-source On Resistance	V _{GS} = 10V I _D = 19 A		0.03	0.04	Ω

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} (*)	Forward Transconductance	V _{DS} = 15 V I _D = 19 A	10	17		S
C _{iss} C _{oss} C _{rss}	Input Capacitance Output Capacitance Reverse Transfer Capacitance	V _{DS} = 25 V f = 1 MHz V _{GS} = 0		2100 260 65		pF pF pF

SWITCHING

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
t _{d(on)}	Turn-on Time	V _{DD} = 30 V I _D = 18 A		40		ns
t _r	Rise Time	R _{GS} = 50 Ω V _{GS} = 10 V		200		ns
t _{d(off)}	Turn-off Delay Time			220		ns
t _f	Fall Time			110		ns

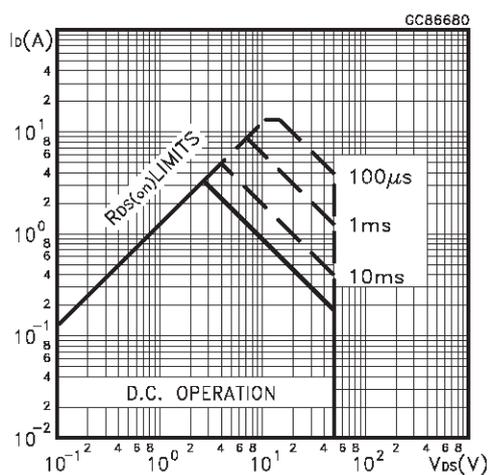
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SOURCE DRAIN DIODE

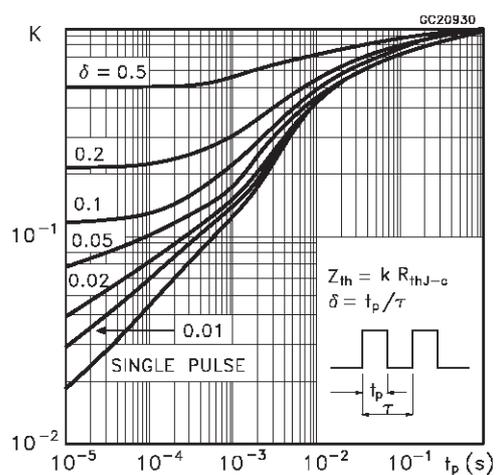
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain Current				33	A
I_{SDM}	Source-drain Current (pulsed)				134	A
$V_{SD} (*)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 60 \text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.8	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 36 \text{ A}$ $dI/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 30 \text{ V}$ $T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		75		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			0.24		μC

(*) Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %

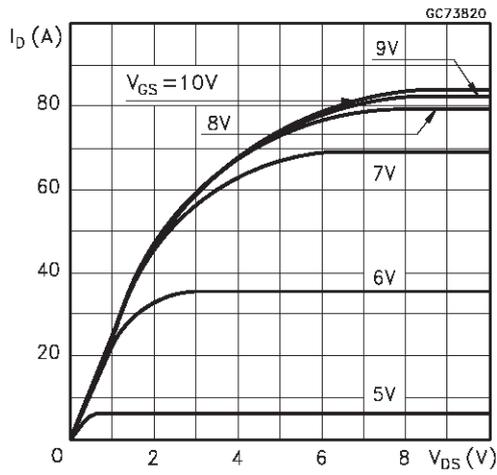
Safe Operating Area



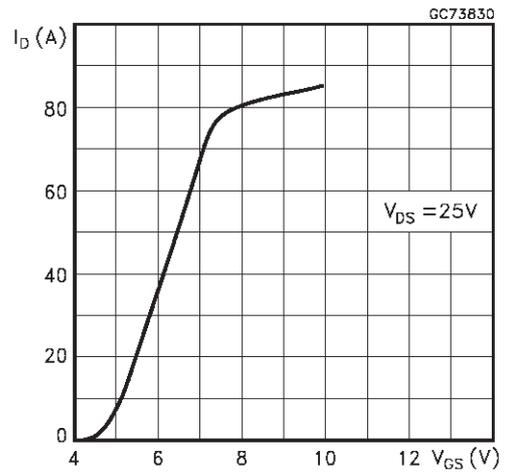
Thermal Impedance



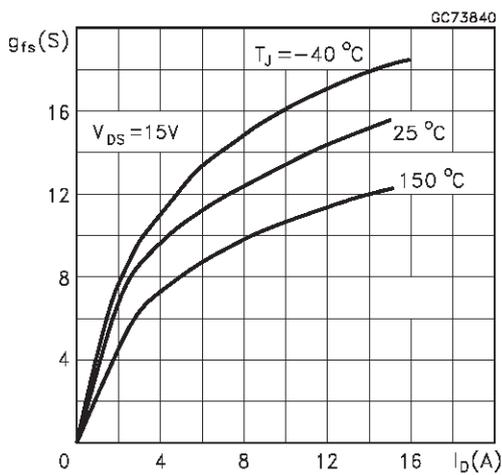
Output Characteristics



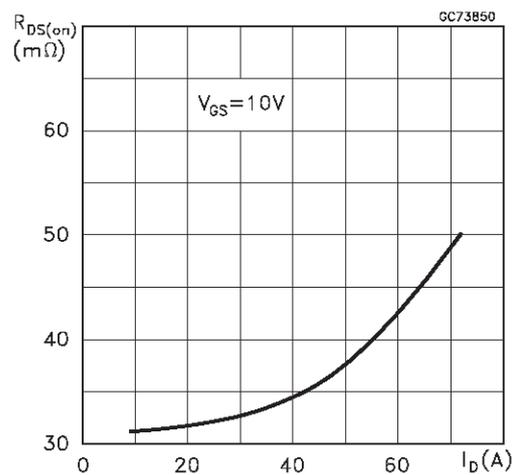
Transfer Characteristics



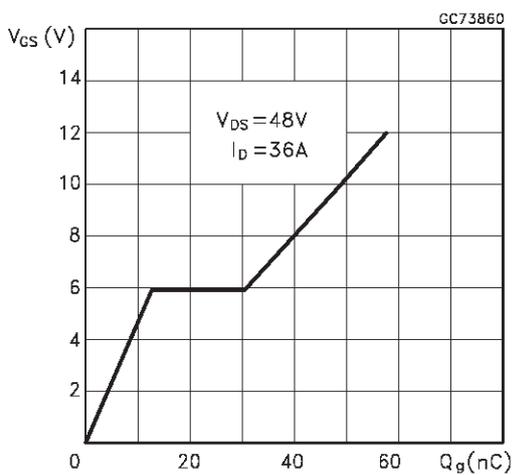
Transconductance



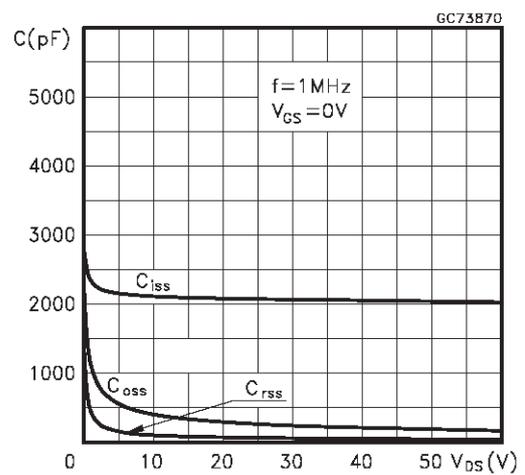
Static Drain-source On Resistance



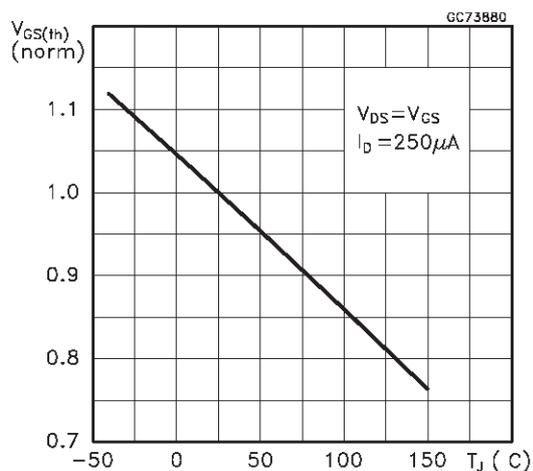
Gate Charge vs Gate-source Voltage



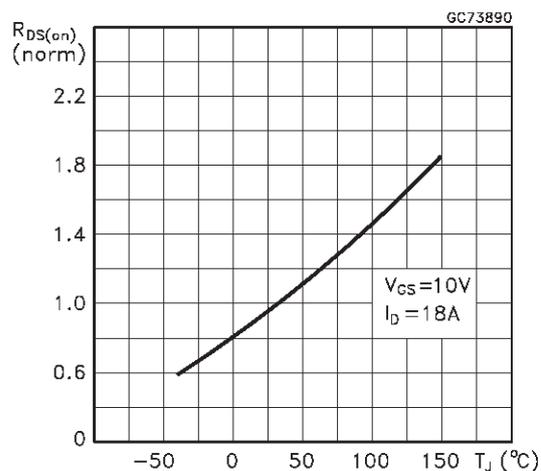
Capacitance Variations



Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics

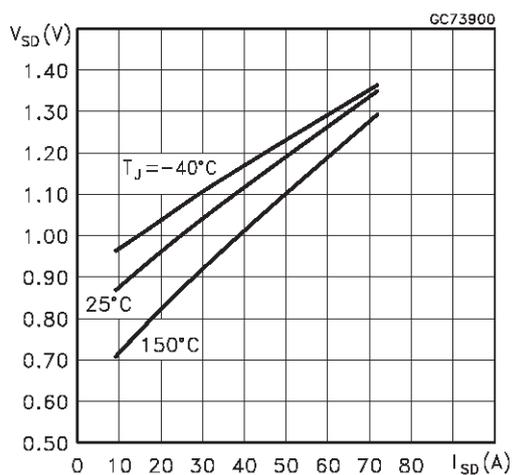


Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

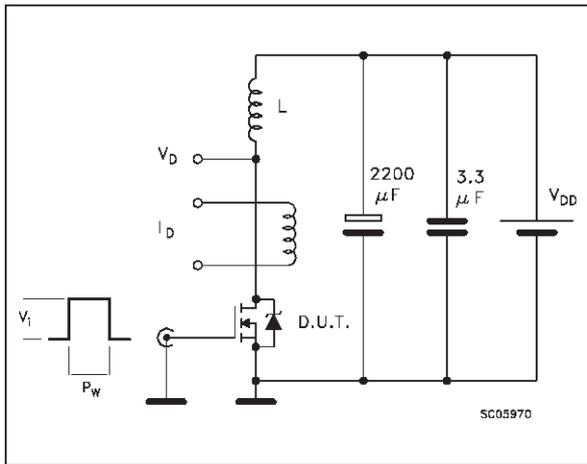


Fig. 2: Unclamped Inductive Waveform

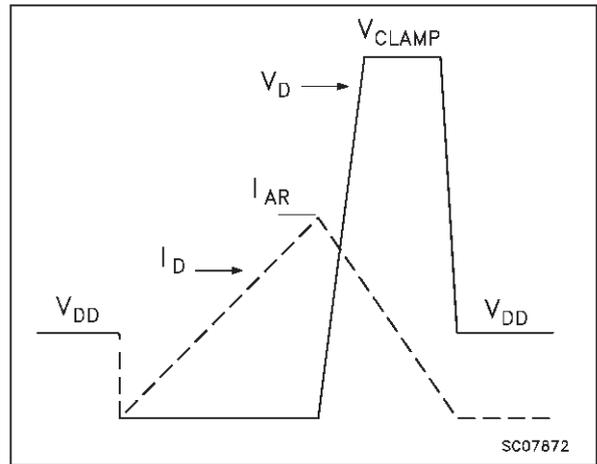


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

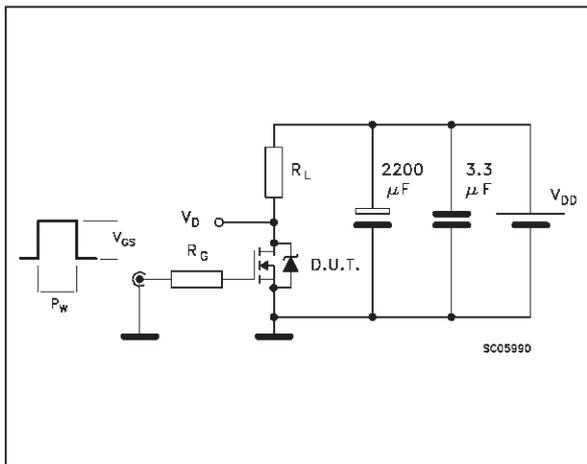


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

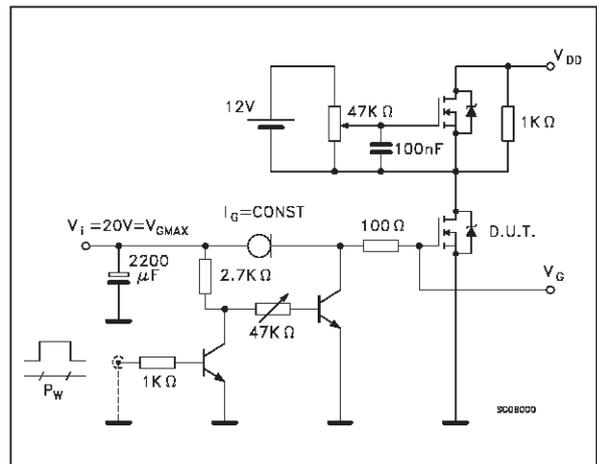
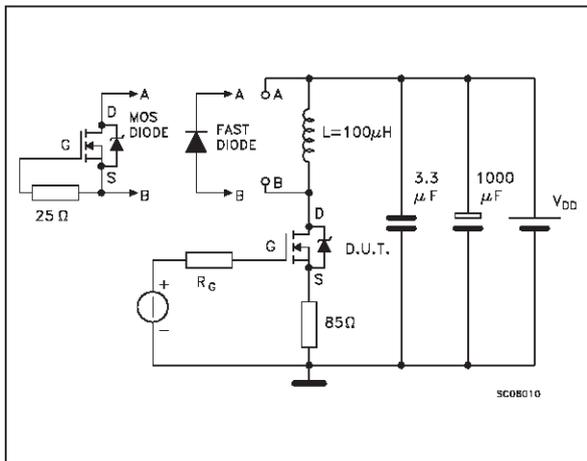
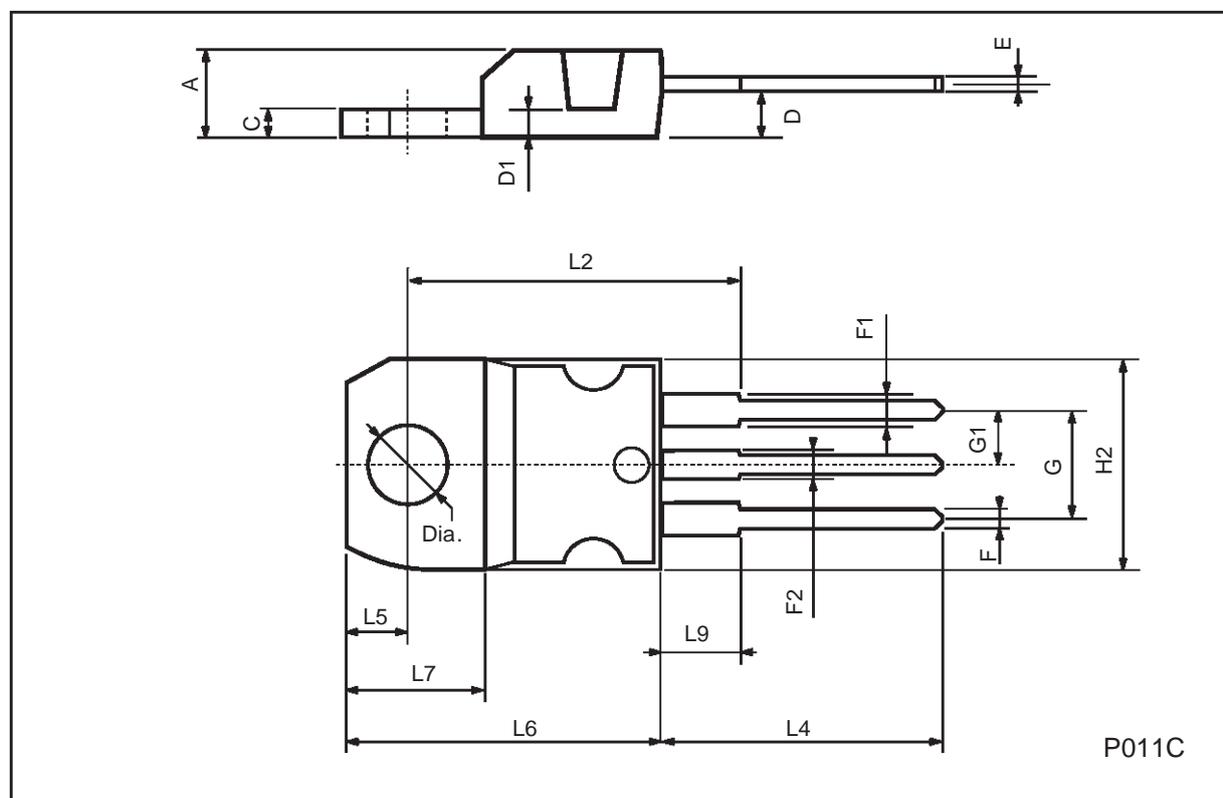


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



TO-220 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.40		4.60	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
D1		1.27			0.050	
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
G	4.95		5.15	0.194		0.203
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H2	10.0		10.40	0.393		0.409
L2		16.4			0.645	
L4	13.0		14.0	0.511		0.551
L5	2.65		2.95	0.104		0.116
L6	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.2		6.6	0.244		0.260
L9	3.5		3.93	0.137		0.154
DIA.	3.75		3.85	0.147		0.151



DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Family Specifications HEF, HEC
- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Package Outlines/Information HEF, HEC

HEF4011B

gates

Quadruple 2-input NAND gate

Product specification
File under Integrated Circuits, IC04

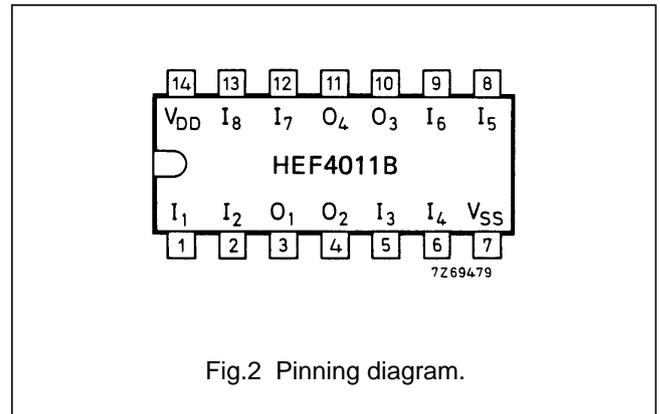
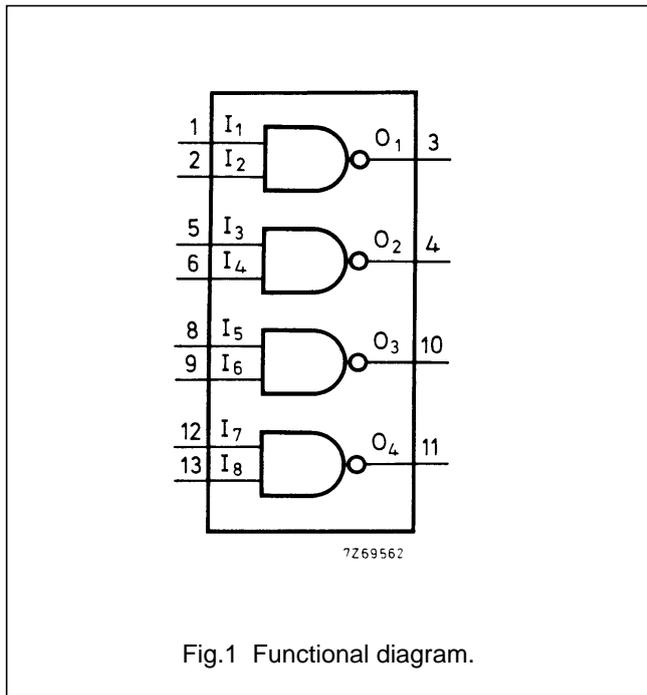
January 1995

Quadruple 2-input NAND gate

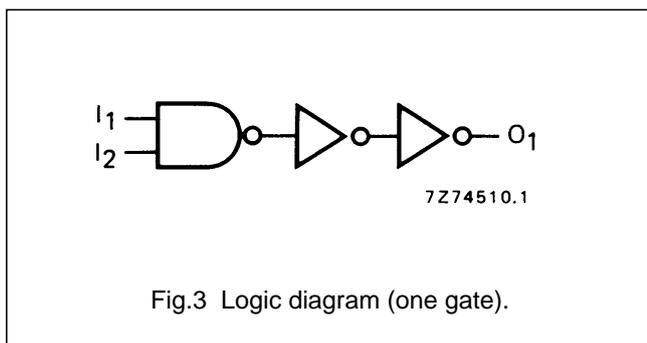
**HEF4011B
gates**

DESCRIPTION

The HEF4011B provides the positive quadruple 2-input NAND function. The outputs are fully buffered for highest noise immunity and pattern insensitivity of output impedance.



- HEF4011BP(N): 14-lead DIL; plastic (SOT27-1)
 - HEF4011BD(F): 14-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT73)
 - HEF4011BT(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 gate

HEF4011B 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 $I_n \rightarrow O_n$	5	$t_{PHL}; t_{PLH}$	55	110	ns	$28 \text{ ns} + (0,55 \text{ ns/pF}) C_L$
	10		25	45	ns	$14 \text{ ns} + (0,23 \text{ ns/pF}) C_L$
	15		20	35	ns	$12 \text{ ns} + (0,16 \text{ ns/pF}) C_L$
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	$6000 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	
	15	$20\ 100 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	

DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Family Specifications HEF, HEC
- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Package Outlines/Information HEF, HEC

HEF4077B

gates

Quadruple exclusive-NOR gate

Product specification
File under Integrated Circuits, IC04

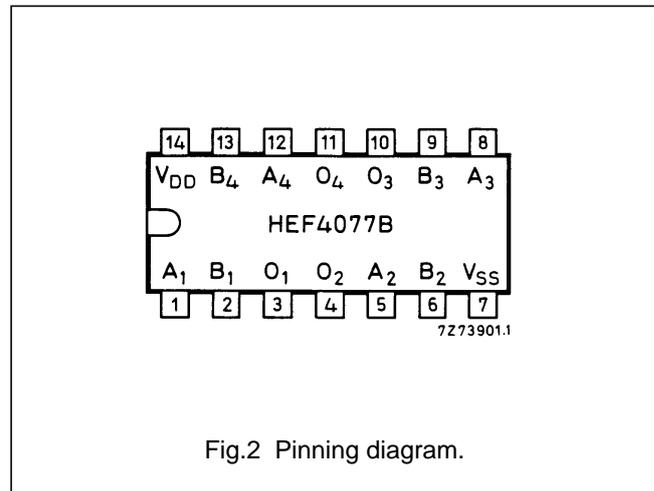
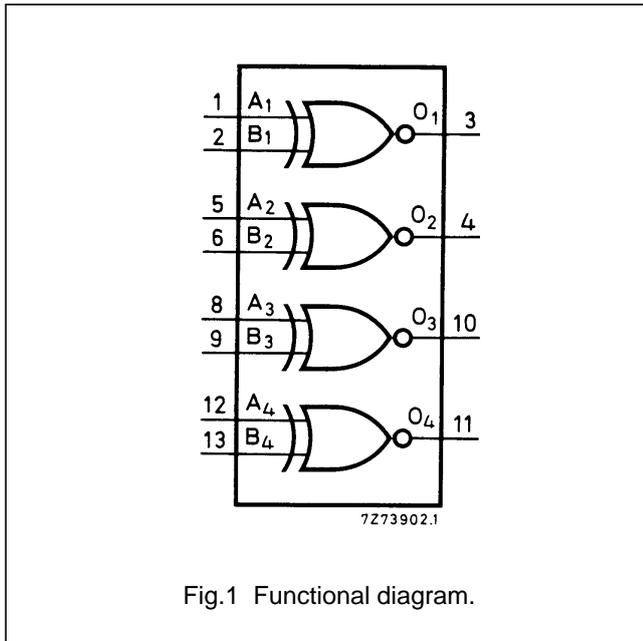
January 1995

Quadruple exclusive-NOR gate

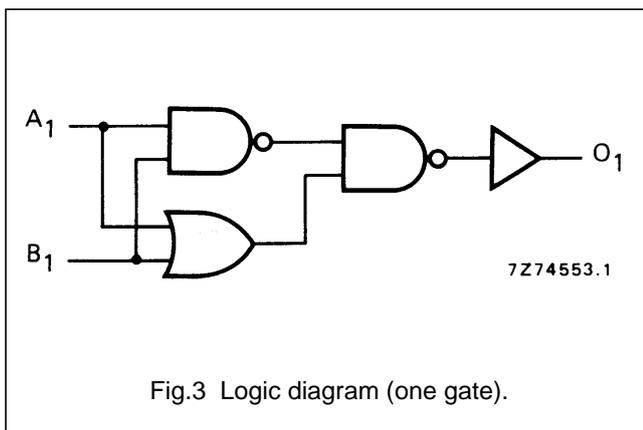
HEF4077B
gates

DESCRIPTION

The HEF4077B provides the exclusive-NOR function. The outputs are fully buffered for best performance.



- HEF4077BP(N): 14-lead DIL; plastic (SOT27-1)
- HEF4077BD(F): 14-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT73)
- HEF4077BT(D): 14-lead SO; plastic (SOT108-1)
- (): Package Designator North America



TRUTH TABLE

A _n	B _n	O _n
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	H

Note

- 1. H = HIGH state (the more positive voltage)
- L = LOW state (the less positive voltage)

FAMILY DATA, I_{DD} LIMITS category GATES

See Family Specifications

Quadruple exclusive-NOR gate

HEF4077B gates

AC CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0$ V; $T_{amb} = 25$ °C; $C_L = 50$ pF; input transition times ≤ 20 ns

	V_{DD} V	SYMBOL	TYP. MAX.			TYPICAL EXTRAPOLATION FORMULA	
Propagation delays $A_n, B_n \rightarrow O_n$ HIGH to LOW	5	t_{PHL}	75	150	ns	$48 \text{ ns} + (0,55 \text{ ns/pF}) C_L$	
	10		35	70	ns	$24 \text{ ns} + (0,23 \text{ ns/pF}) C_L$	
	15		30	55	ns	$22 \text{ ns} + (0,16 \text{ ns/pF}) C_L$	
	LOW to HIGH	5	t_{PLH}	70	145	ns	$43 \text{ ns} + (0,55 \text{ ns/pF}) C_L$
		10		30	60	ns	$19 \text{ ns} + (0,23 \text{ ns/pF}) C_L$
		15		25	50	ns	$17 \text{ ns} + (0,16 \text{ ns/pF}) C_L$
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	$6 \text{ ns} + (0,28 \text{ ns/pF}) C_L$

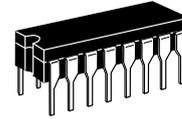
	V_{DD} V	TYPICAL FORMULA FOR P(μ W)	
Dynamic power dissipation per package (P)	5	$850 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	where f_i = input freq. (MHz) f_o = output freq. (MHz) C_L = load capacitance (pF) $\sum (f_o C_L)$ = sum of outputs V_{DD} = supply voltage (V)
	10	$4\,500 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	
	15	$14\,700 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	

CMOS MSI
Quad R-S Latches

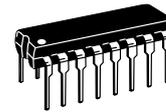
The MC14043B and MC14044B quad R-S latches are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. Each latch has an independent Q output and set and reset inputs. The Q outputs are gated through three-state buffers having a common enable input. The outputs are enabled with a logical "1" or high on the enable input; a logical "0" or low disconnects the latch from the Q outputs, resulting in an open circuit at the Q outputs.

- Double Diode Input Protection
- Three-State Outputs with Common Enable
- Outputs Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-Power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc

MC14043B
MC14044B



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648

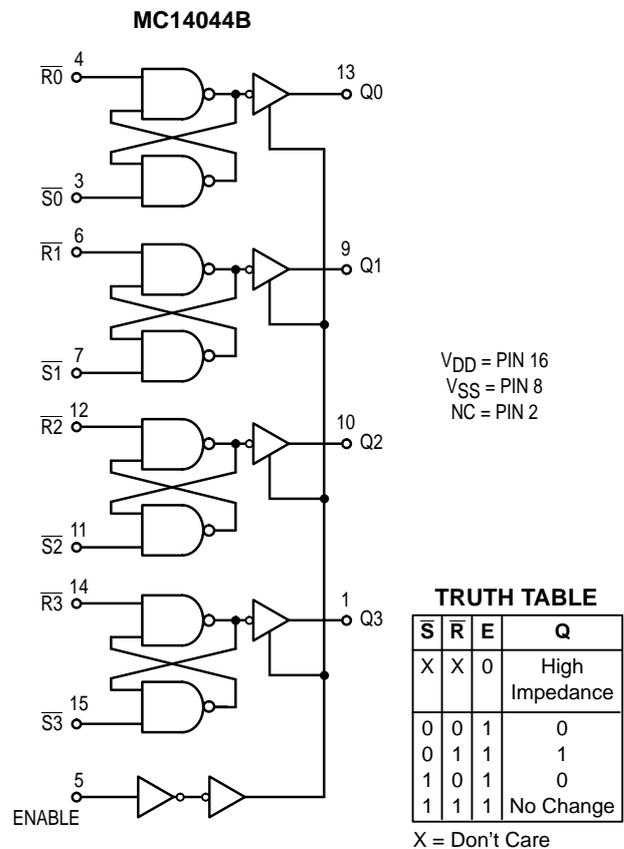
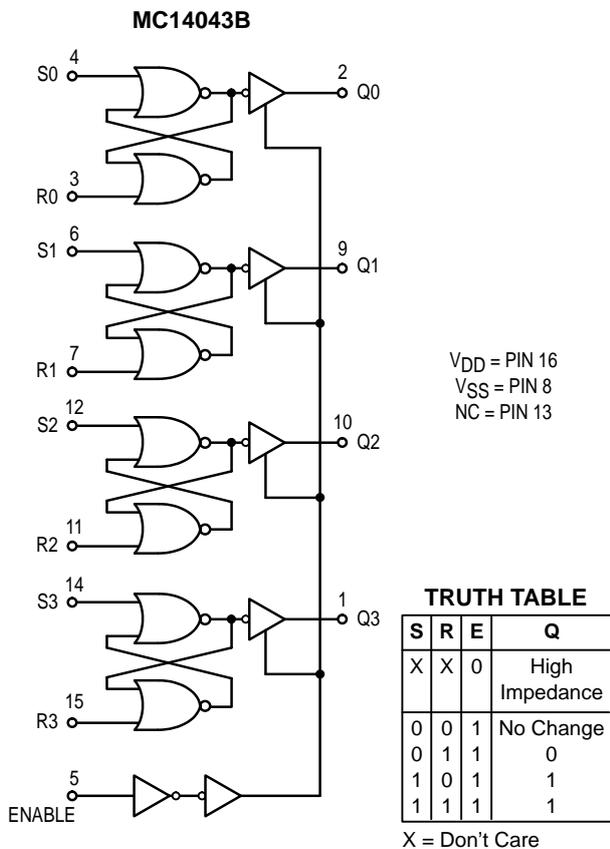


D SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic
MC14XXXBCL Ceramic
MC14XXXBD SOIC

T_A = - 55° to 125°C for all packages.



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	- 55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max		
Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0	"0" Level V _{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
	"1" Level V _{in} = 0 or V _{DD}	V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (V _D = 4.5 or 0.5 Vdc) (V _D = 9.0 or 1.0 Vdc) (V _D = 13.5 or 1.5 Vdc)	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
	"1" Level (V _D = 0.5 or 4.5 Vdc) (V _D = 1.0 or 9.0 Vdc) (V _D = 1.5 or 13.5 Vdc)	V _{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
			15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc)	Source I _{OH}	5.0	-3.0	—	-2.4	-4.2	—	-1.7	—	mA _{dc}	
		5.0	-0.64	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—		
		10	-1.6	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—		
	Sink I _{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mA _{dc}	
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—		
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—		
Input Current	I _{in}	15	—	± 0.1	—	± 0.00001	± 0.1	—	± 1.0	μA _{dc}	
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	1.0	—	0.002	1.0	—	30	μA _{dc}	
		10	—	2.0	—	0.004	2.0	—	60		
		15	—	4.0	—	0.006	4.0	—	120		
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (CL = 50 pF on all outputs all buffers switching)	I _T	5.0	I _T = (0.58 μA/kHz) f + I _{DD}							μA _{dc}	
		10	I _T = (1.15 μA/kHz) f + I _{DD}								
		15	I _T = (1.73 μA/kHz) f + I _{DD}								
Three-State Output Leakage Current	I _{TL}	15	—	± 0.1	—	± 0.0001	± 0.1	—	± 3.0	μA _{dc}	

#Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential Performance.

*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) V f k$$

where: I_T is in μA (per package), C_L in pF, V = (V_{DD} - V_{SS}) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.004.

. Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

†Temperature Derating: Plastic "P and D/DW" Packages: - 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C
Ceramic "L" Packages - 12 mW/°C From 100°C To 125°C

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to VSS)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	- 0.5 to + 18.0	V
V _{in} , V _{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	- 0.5 to V _{DD} + 0.5	V
I _{in} , I _{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	± 10	mA
P _D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	- 65 to + 150	°C
T _L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

† Temperature Derating:

Plastic "P and D/DW" Packages: - 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C

Ceramic "L" Packages: - 12 mW/°C From 100°C To 125°C

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{DD}.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused Outputs must be left open.

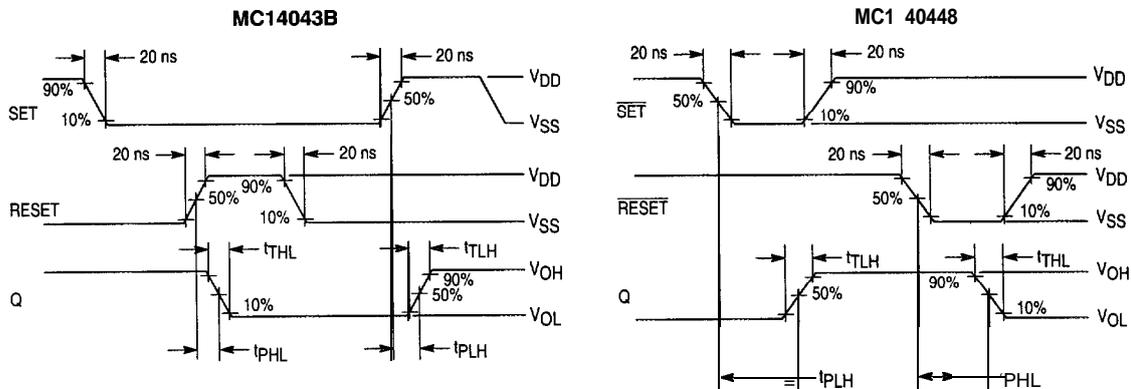
SWITCHING CHARACTERISTICS* (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	Min	T _{YP} #	Max	Unit
Output Rise Time t _{TLH} = (1.35 ns/pF) C _L + 32.5 ns t _{TLH} = (0.60 ns/pF) C _L + 20 ns t _{TLH} = (0.40 ns/pF) C _L + 20 ns	↑TLH	5.0	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	
Output Fall Time t _{THL} = (1.35 ns/pF) C _L + 32.5 ns t _{THL} = (0.60 ns/pF) C _L + 20 ns t _{THL} = (0.40 ns/pF) C _L + 20 ns	↓THL	5.0	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	
Propagation Delay Time t _{PLH} = (0.90 ns/pF) C _L + 130 ns t _{PLH} = (0.36 ns/pF) C _L + 57 ns t _{PLH} = (0.26 ns/pF) C _L + 47 ns t _{PHL} = (0.90 ns/pF) C _L + 130 ns t _{PHL} = (0.90 ns/pF) C _L + 57 ns t _{PHL} = (0.26 ns/pF) C _L + 47 ns	↑PLH	5.0	—	175	350	ns
		10	—	75	175	
		15	—	60	120	
	↓PHL	5.0	—	175	350	ns
		10	—	75	175	
		15	—	60	120	
Set, Set Pulse Width	t _W	5.0	200	60	—	ns
		10	100	40	—	
		15	70	30	—	
Reset, Reset Pulse Width	t _W	5.0	200	80	—	ns
		10	100	40	—	
		15	70	30	—	
Three-State Enable/Disable Delay	t _{PLZ} , t _{PHZ} , t _{PZL} , t _{PZH}	5.0	—	150	300	ns
		10	—	80	160	
		15	—	55	110	
		—	—	—	—	

* The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

#Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential Performance.

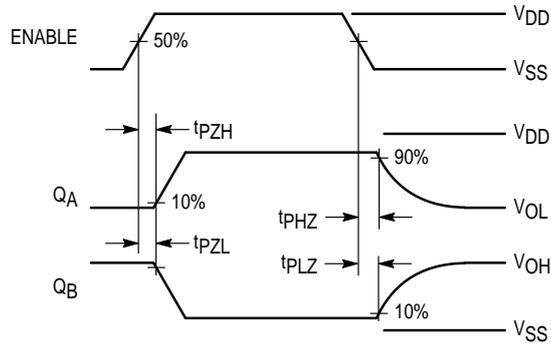
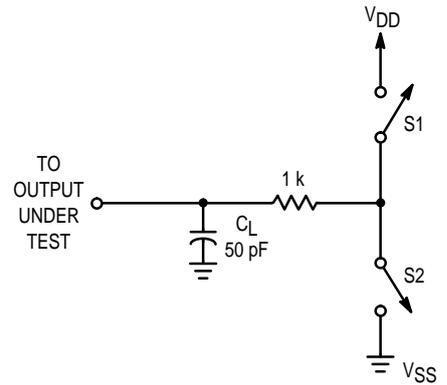
AC WAVEFORMS



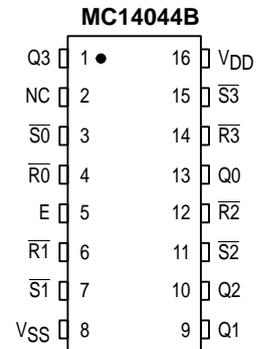
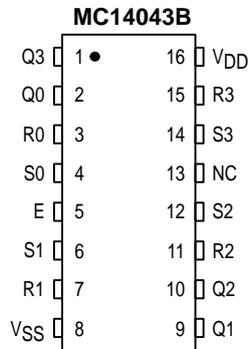
THREE-STATE ENABLE/DISABLE DELAYS

Set, Reset, Enable, and Switch Conditions for 3-State Tests

Test	Enable	S1	S2	Q	MC14043B		MC14044B	
					S	R	\bar{S}	\bar{R}
t _{PZH}		Open	Closed	A	V _{DD}	V _{SS}	V _{SS}	V _{DD}
t _{PZL}		Closed	Open	B	V _{SS}	V _{DD}	V _{DD}	V _{SS}
t _{PHZ}		Open	Closed	A	V _{DD}	V _{SS}	V _{SS}	V _{DD}
t _{PLZ}		Closed	Open	B	V _{SS}	V _{DD}	V _{DD}	V _{SS}



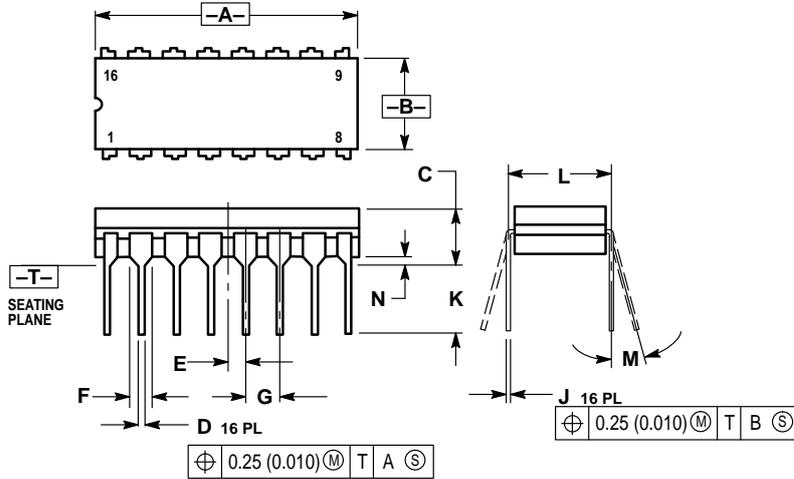
PIN ASSIGNMENT



NC = NO CONNECTION

OUTLINE DIMENSIONS

L SUFFIX CERAMIC DIP PACKAGE CASE 620-10 ISSUE V

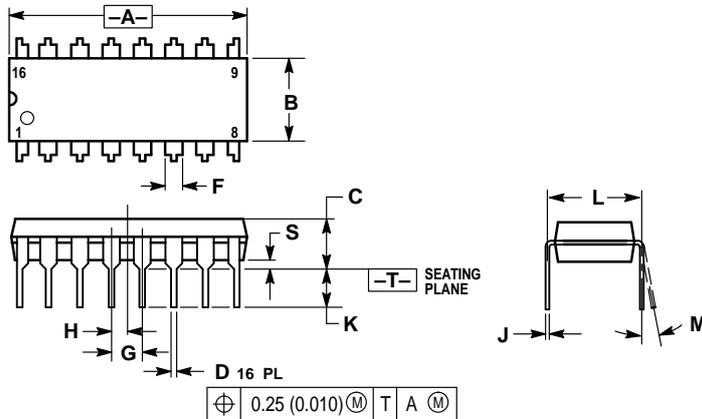


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION F MAY NARROW TO 0.76 (0.030) WHERE THE LEAD ENTERS THE CERAMIC BODY.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.750	0.785	19.05	19.93
B	0.240	0.295	6.10	7.49
C	—	0.200	—	5.08
D	0.015	0.020	0.39	0.50
E	0.050 BSC		1.27 BSC	
F	0.055	0.065	1.40	1.65
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.125	0.170	3.18	4.31
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.01

P SUFFIX PLASTIC DIP PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R



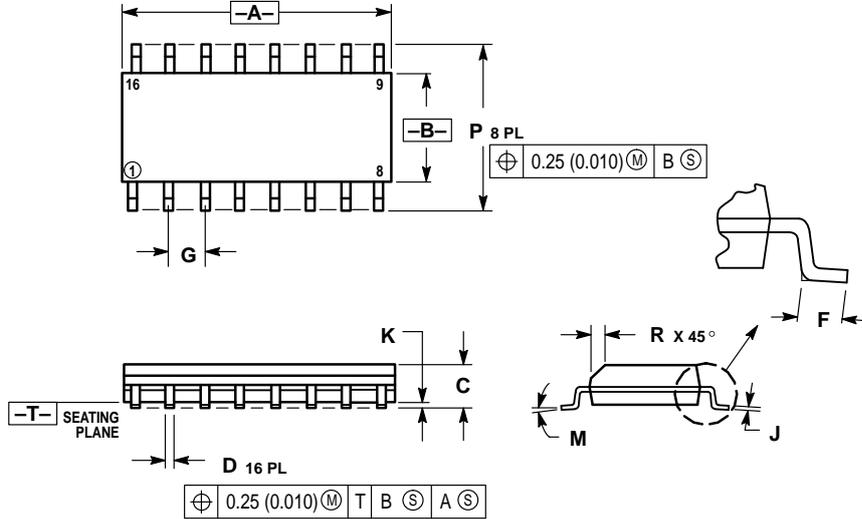
NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

OUTLINE DIMENSIONS

D SUFFIX PLASTIC SOIC PACKAGE CASE 751B-05 ISSUE J



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



MC14043B/D



LM119/LM219/LM319 High Speed Dual Comparator

General Description

The LM119 series are precision high speed dual comparators fabricated on a single monolithic chip. They are designed to operate over a wide range of supply voltages down to a single 5V logic supply and ground. Further, they have higher gain and lower input currents than devices like the LM710. The uncommitted collector of the output stage makes the LM119 compatible with RTL, DTL and TTL as well as capable of driving lamps and relays at currents up to 25 mA.

The LM319A offers improved precision over the standard LM319, with tighter tolerances on offset voltage, offset current, and voltage gain.

Features

- Two independent comparators
- Operates from a single 5V supply

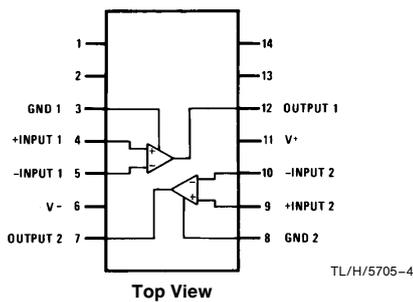
- Typically 80 ns response time at $\pm 15V$
- Minimum fan-out of 2 each side
- Maximum input current of $1 \mu A$ over temperature
- Inputs and outputs can be isolated from system ground
- High common mode slew rate

Although designed primarily for applications requiring operation from digital logic supplies, the LM119 series are fully specified for power supplies up to $\pm 15V$. It features faster response than the LM111 at the expense of higher power dissipation. However, the high speed, wide operating voltage range and low package count make the LM119 much more versatile than older devices like the LM711.

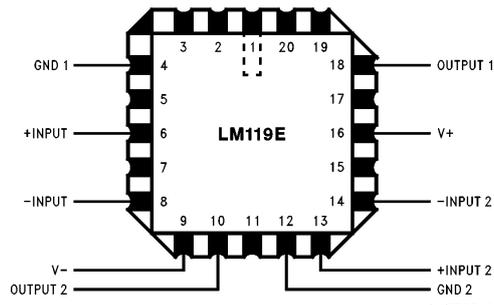
The LM119 is specified from $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, the LM219 is specified from $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, and the LM319A and LM319 are specified from $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$.

Connection Diagrams

Dual-In-Line-Package

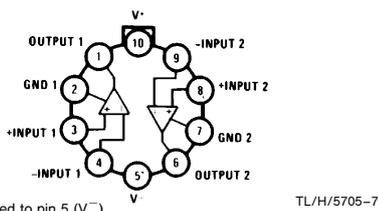


Order Number LM119J, LM119J/883*, LM219J, LM319J, LM319AM, LM319M, LM319AN or LM319N
See NS Package Number J14A, M14A or N14A



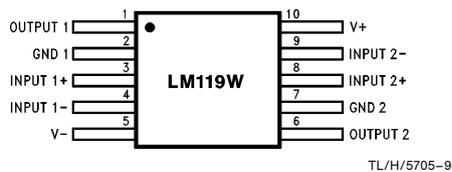
Order Number LM119E/883
See NS Package Number E20A

Metal Can Package



Case is connected to pin 5 (V^-)

Order Number LM119H, LM119H/883*, or LM319H
See NS Package Number H10C



Order Number LM119W/883
See NS Package Number W10A

*Also available per SMD # 8601401 or JM38510/10306

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 7)

Total Supply Voltage	36V
Output to Negative Supply Voltage	36V
Ground to Negative Supply Voltage	25V
Ground to Positive Supply Voltage	18V
Differential Input Voltage	±5V
Input Voltage (Note 1)	±15V
ESD rating (1.5 kΩ in series with 100 pF)	800V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Output Short Circuit Duration	10 sec

Storage Temperature Range	−65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

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

Operating Temperature Range

LM119	−55°C to 125°C
LM219	−25°C to 85°C

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM119/LM219			Units
		Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_S \leq 5\text{k}$		0.7	4.0	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	75	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		150	500	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 6)	10	40		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$		80		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -5\text{ mV}, I_{OUT} = 25\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5\text{ mV}, V_{OUT} = 35\text{V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.2	2	μA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 5\text{k}$			7	mV
Input Offset Current (Note 4)				100	nA
Input Bias Current				1000	nA
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$ $V^+ = 5\text{V}, V^- = 0$	−12 1	±13	+12 3	V V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5\text{V}, V^- = 0$ $V_{IN} \leq -6\text{ mV}, I_{SINK} \leq 3.2\text{ mA}$ $T_A \geq 0^\circ\text{C}$ $T_A \leq 0^\circ\text{C}$		0.23	0.4 0.6	V V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5\text{ mV}, V_{OUT} = 35\text{V},$ $V^- = V_{GND} = 0\text{V}$		1	10	μA
Differential Input Voltage				±5	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}, V^+ = 5\text{V}, V^- = 0$		4.3		mA
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$		8	11.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$		3	4.5	mA

Note 1: For supply voltages less than ±15V the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM119 is 150°C, while that of the LM219 is 110°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H10 package must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W, junction to ambient, or 19°C/W, junction to case. The thermal resistance of the J14 and N14 packages is 100°C/W, junction to ambient.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$, and the Ground pin at ground, and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM219, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies. Do not operate the device with more than 16V from ground to V_S .

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.

Note 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 6: Output is pulled up to 15V through a 1.4 kΩ resistor.

Note 7: Refer to RETS119X for LM119H/883 and LM119J/883 specifications.

Absolute Maximum Ratings LM319A/319

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

Total Supply Voltage	36V
Output to Negative Supply Voltage	36V
Ground to Negative Supply Voltage	25V
Ground to Positive Supply Voltage	18V
Differential Input Voltage	±5V
Input Voltage (Note 1)	±15V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Output Short Circuit Duration	10 sec
ESD rating (1.5 kΩ in series with 100 pF)	800V

Storage Temperature Range	−65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec.)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

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

Operating Temperature Range

LM319A, LM319	0°C to 70°C
---------------	-------------

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM319A			LM319			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 5\text{k}$		0.5	1.0		2.0	8.0	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		20	40		80	200	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		150	500		250	1000	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 6)	20	40		8	40		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		80			80		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -10\text{ mV}$, $I_{OUT} = 25\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5		0.75	1.5	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 10\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35\text{V}$, $V^- = V_{GND} = 0\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.2	10		0.2	10	μA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 5\text{k}$			10			10	mV
Input Offset Current (Note 4)				300			300	nA
Input Bias Current				1000			1200	nA
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$ $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0$	1	±13	3	1	±13	3	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5\text{V}$, $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10\text{ mV}$, $I_{SINK} \leq 3.2\text{ mA}$		0.3	0.4		0.3	0.4	V
Differential Input Voltage				±5			±5	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0$		4.3			4.3		mA
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		8	12.5		8	12.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		3	5		3	5	mA

Note 1: For supply voltages less than ±15 the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM319A and LM319 is 85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H10 package must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W, junction to ambient, or 19°C/W, junction to case. The thermal resistance of the N14 and J14 package is 100°C/W, junction to ambient. The thermal resistance of the M14 package is 115°C/W, junction to ambient.

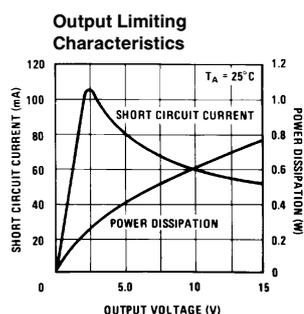
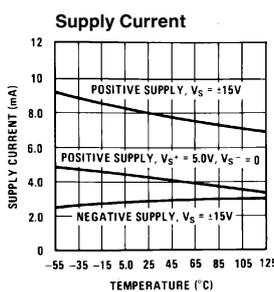
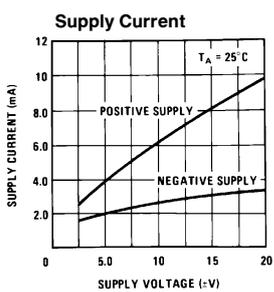
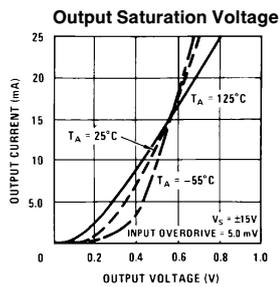
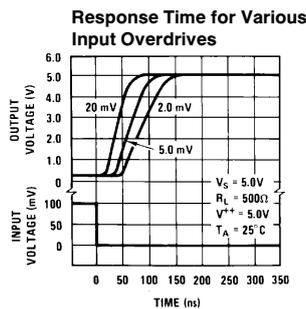
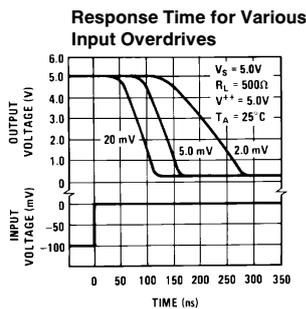
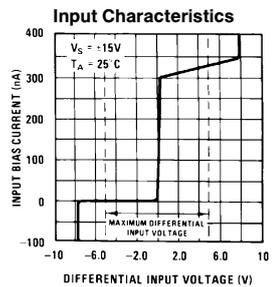
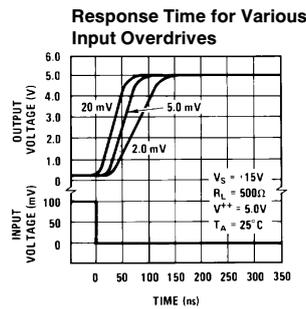
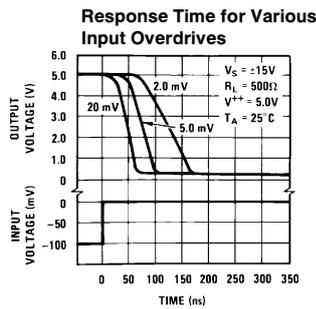
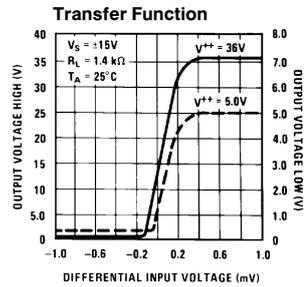
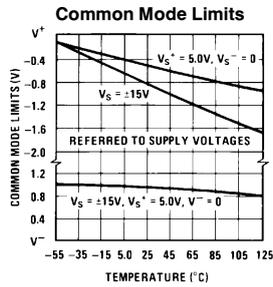
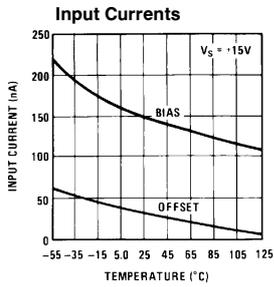
Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$, and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies. Do not operate the device with more than 16V from ground to V_S .

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.

Note 5: The response time specified is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

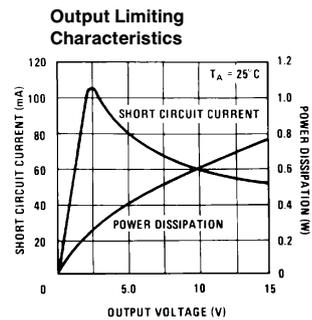
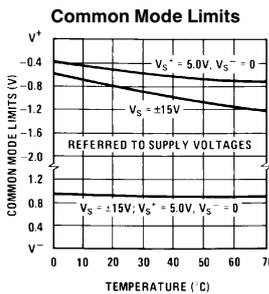
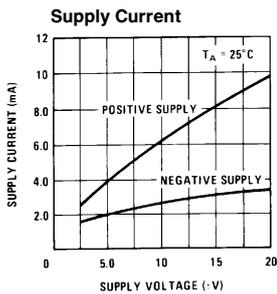
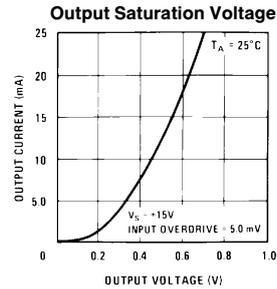
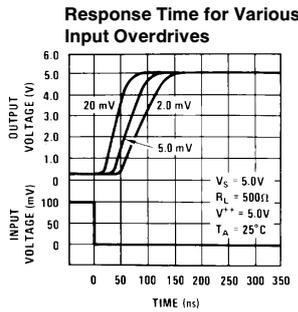
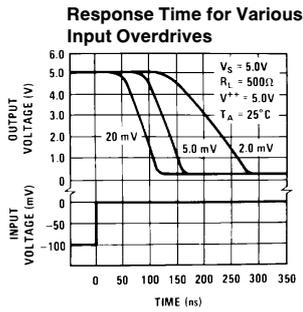
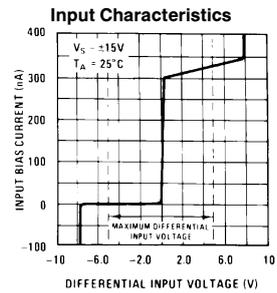
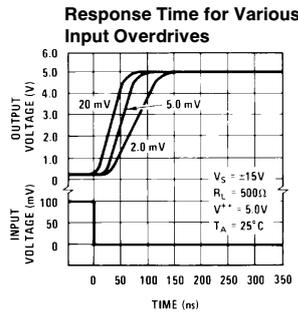
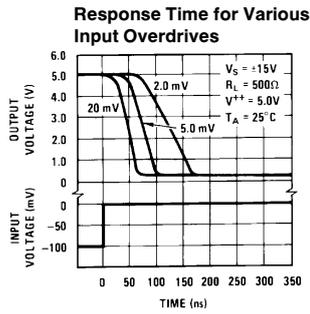
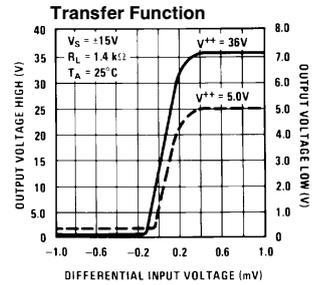
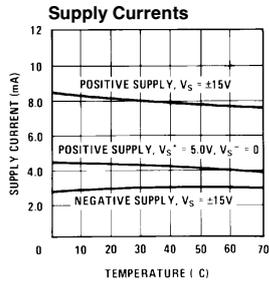
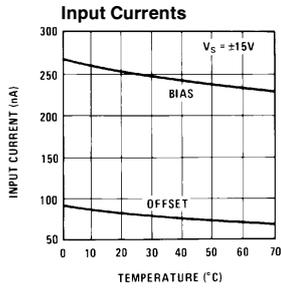
Note 6: Output is pulled up to 15V through a 1.4 kΩ resistor.

Typical Performance Characteristics LM119A/LM119/LM219



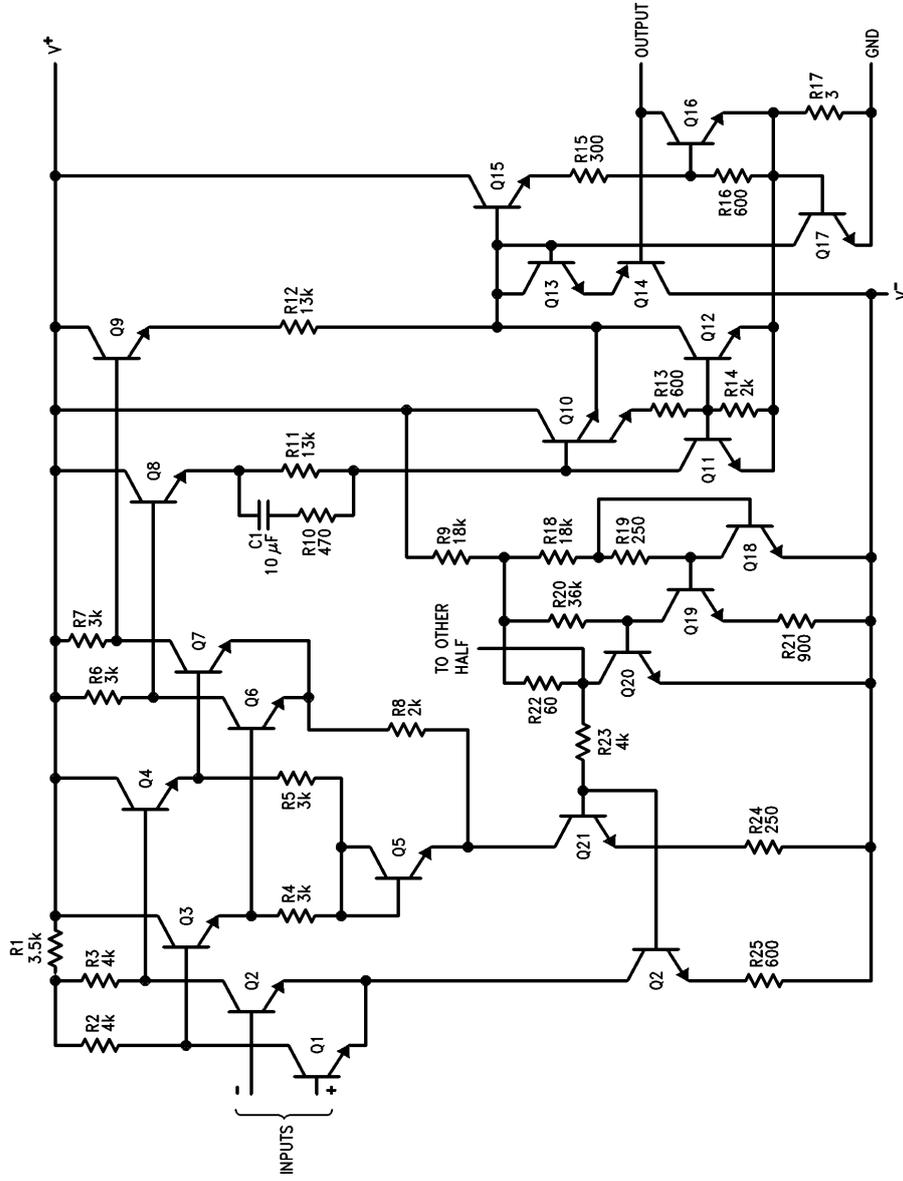
TL/H/5705-2

Typical Performance Characteristics LM319A, LM319



TL/H/5705-3

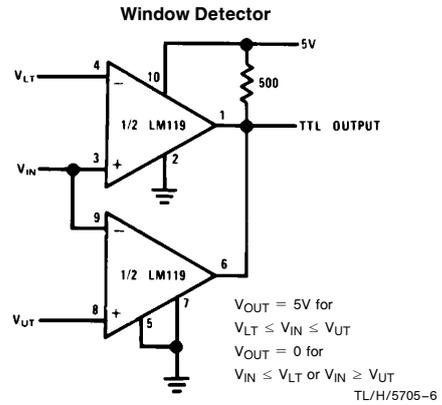
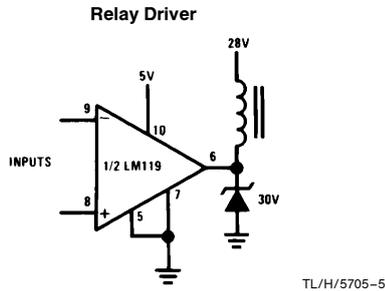
Schematic Diagram



*Do not operate the LM119 with more than 16V between GND and V+.

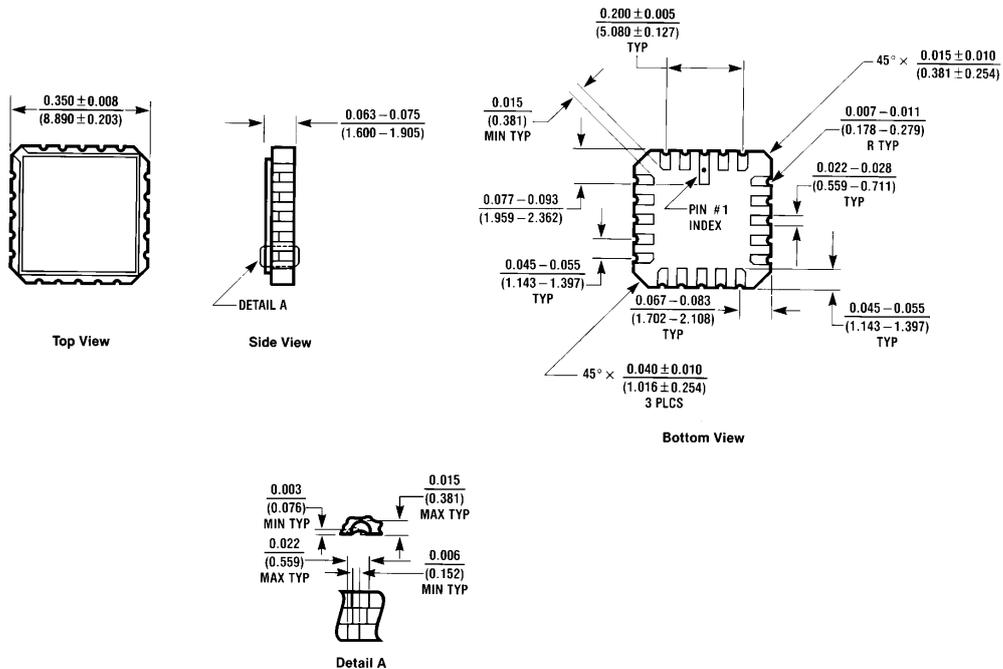
TL/H/5705-1

Typical Applications*



*Pin numbers are for metal can package.

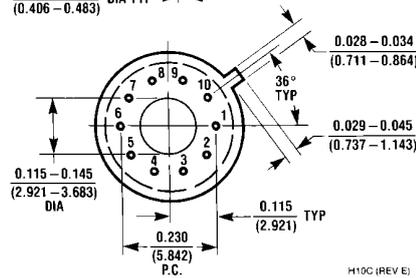
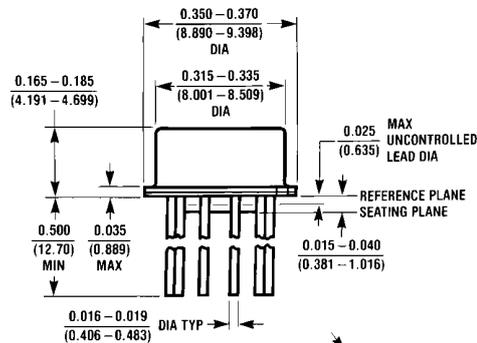
Physical Dimensions inches (millimeters)



E20A (REV. D)

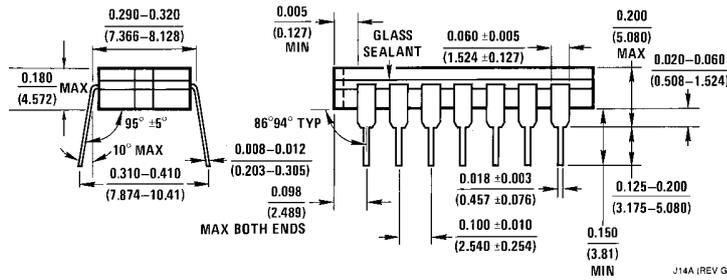
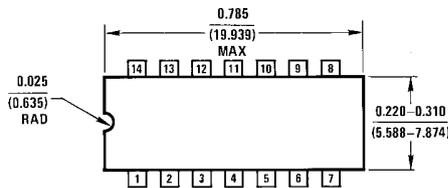
Order Number LM119E/883
NS Package Number E20A

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



H10C (REV E)

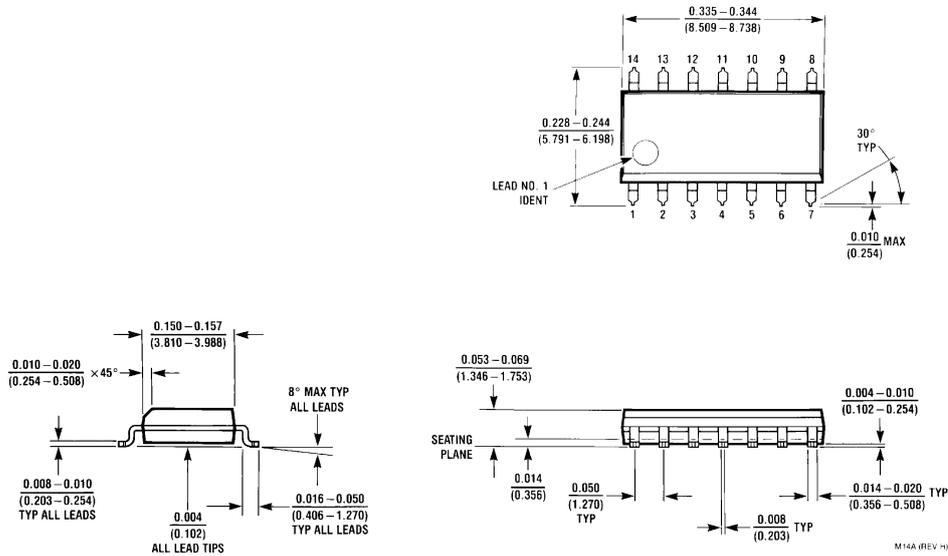
Metal Can Package (H)
 Order Number LM119H, LM119H/883, LM319AH or LM319H
 NS Package Number H10C



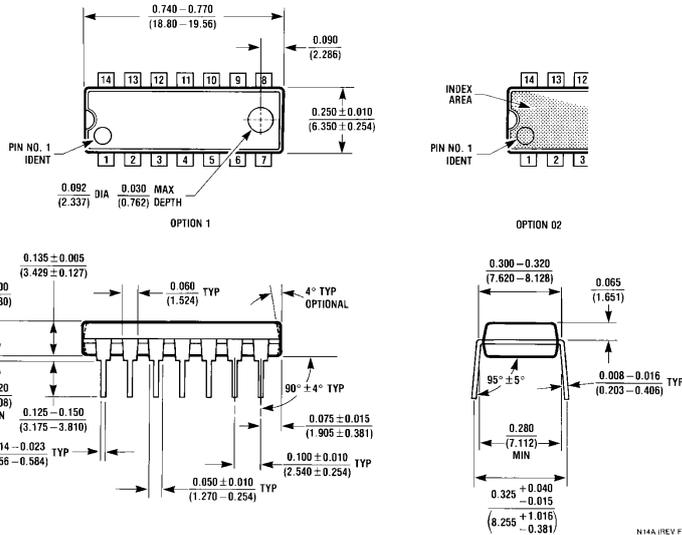
J14A (REV G)

Cavity Dual-In-Line Package (J)
 Order Number LM119J, LM119J/883, LM219J, LM319AJ or LM319J
 NS Package Number J14A

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)

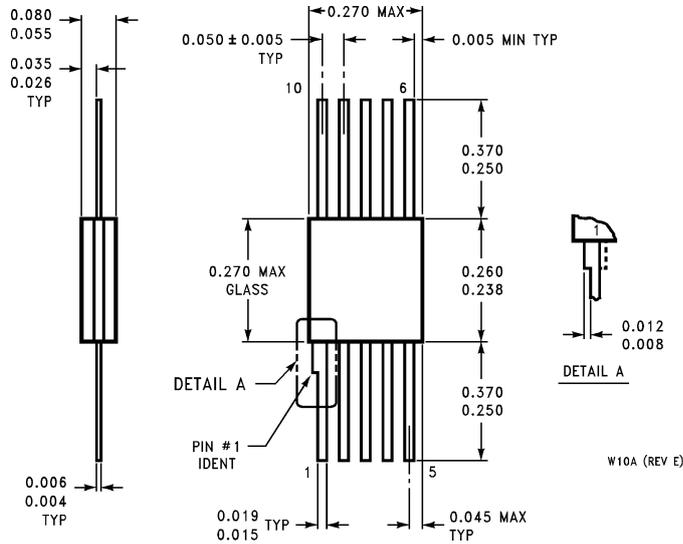


Dual-In-Line Package (M)
Order Number LM319AM or LM319M
NS Package Number M14A



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM319AN or LM319N
NS Package Number N14A

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Order Number LM119W/883
NS Package Number W10A

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: cnjwge@tevm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408

Abbildungsverzeichnis

1.1.	Blockschaltbild der Blumengießanlage	8
1.2.	Gruppenphoto mit allen Teilnehmenden	9
2.1.	Ultraschallinterface	15
2.2.	Ultraschall-Burstgenerator	16
2.3.	Schaltbild der Reedrelais	18
2.4.	Platinenlayout der Reedrelais (Top-Layer und Bauteile)	19
2.5.	Platinenlayout der Reedrelais (Bottom-Layer)	20
2.6.	Blockschaltbild der Füllstandsmessung mittels Drucksensors	22
2.7.	Ersatzschaltbild des Drucksensors	23
2.8.	Schaltbild für die Eingangsstufe der Drucksensorschaltung	24
2.9.	Schaltbild des Instrumentationsverstärker	25
2.10.	Schaltbild der Offsetkompensation	26
2.11.	Ausgangsstufe der Druckmessung	27
2.12.	Gesamtschaltbild der Drucksensorschaltung	29
2.13.	Platinenlayout der Drucksensorschaltung (Top-Layer und Bauteile)	30
2.14.	Platinenlayout der Drucksensorschaltung (Bottom-Layer)	31
2.15.	Platinenlayout der LED-Füllstandsanzeige für die Druckmessung	32
2.16.	Gipssensor für die Bodenfeuchtemessung	33
2.17.	Dreiecksgenerator	33
2.18.	Synchronegleichrichter	34
2.19.	Schaltbild des Impedanzsensors	35
2.20.	LED-Steuerung der Feuchtemessung	35
2.21.	Blumat-Tonkegel als Grundlage des Tensiometers	36
2.22.	Schaltbild des Tensiometers	36
2.23.	Platinenlayout der Feuchtigkeitsmessung (Top-Layer und Bauteile)	37
2.24.	Platinenlayout der Feuchtigkeitsmessung (Bottom-Layer)	38
3.1.	Blockschaltbild der Gruppe Regelung	41
3.2.	Schaltbild des Fensterkomparators und des 1 V-Abgleichs	43
3.3.	Schaltbild der Regelung sowie der LED-Ansteuerung	45
3.4.	Simulationsaufbau der Regelung in PSpice	47
3.5.	Simulationsergebnis der Regelung in PSpice (Impulsdiagramm)	47
3.6.	Timergrundschialtung der Regelung	49
3.7.	Simulationsaufbau des Regelungstimers in PSpice	51

3.8.	Simulationsergebnis des Regelungstimers	52
3.9.	Schaltbild der Regelungsschaltung	54
3.10.	Platinenlayout der Regelungsschaltung (Top-Layer und Bauteile)	55
3.11.	Platinenlayout der Regelungsschaltung (Bottom-Layer)	56
3.12.	Schaltbild der fehlerkorrigierten Regelungsschaltung	57
4.1.	Teilnehmer der Wassergruppe	62
4.2.	Das Blockschaltbild der Gruppe 3: Bewässerung	64
4.3.	Schaltbild der Bewässerungs-Mutterschaltung	65
4.4.	Schaltbild der PWM-Signalerzeugung	67
4.5.	Pinbelegung: NE555	67
4.6.	Sägezahnsimulation mit dem NE555 in PSpice	68
4.7.	Pinbelegung: LM319	68
4.8.	Frequenzermittlung für den NE555	69
4.9.	PWM-Ausgangssignal des LM319 in PSpice	70
4.10.	Schaltbild der Pumpensteuerung	71
4.11.	Aufbau der Pumpenschaltung in PSpice	72
4.12.	Pumpensimulation: Eingangsspannung und Spannung an Knoten 1	73
4.13.	Pumpensimulation: Strom am Motor (oben), Spannungen an Knoten 2 und Knoten 3 (unten)	73
4.14.	Durchflußsensor	74
4.15.	Schaltbild des Durchflußsensors	75
4.16.	Simulationsergebnis 1 des Durchflußsensors	77
4.17.	Simulationsergebnis 2 des Durchflußsensors	78
4.18.	Simulationsergebnis 3 des Durchflußsensors	78
4.19.	Simulationsergebnis 4 des Durchflußsensors	79
4.20.	Schaltbild der Teilschaltung „Wasser im Gehäuse“	80
4.21.	Bestückungsplan der Gehäuseplatine	81
4.22.	Top-Layer der Gehäuseplatine	82
4.23.	Bottom-Layer der Gehäuseplatine	82
4.24.	Bestückungsplan der Hauptplatine	83
4.25.	Top-Layer der Hauptplatine	83
4.26.	Bottom-Layer der Hauptplatine	84