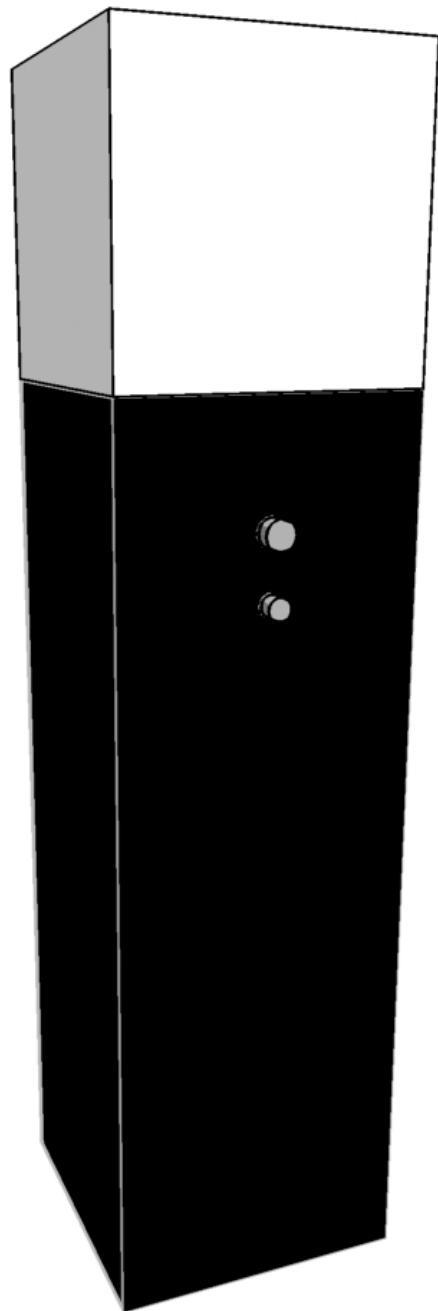


Technische Universität Berlin



Projektorientiertes Praktikum im Grundstudium der Elektrotechnik
WS 04/05

DiscoPixel



Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung.....	7
1.1 Gerätespezifikationen.....	7
1.2 Bussystem.....	7
1.2.1.Die Busbelegung:.....	8
2 Gruppen.....	8
2.1.Musikverarbeitung.....	9
2.1.1 Eingangssignalgruppe.....	9
2.1.2.Filtergruppe.....	11
2.1.3.Ausgangssignalgruppe.....	15
2.2.Zufall/Manuell/Schalter.....	24
2.2.1 Zufallsschaltung: Rauschen	25
2.2.2 Zufallsschaltung: Sample-and-Hold Schaltung.....	28
2.2.3 Zufallsschaltung: Integrierer.....	30
2.2.4 Zufallsschaltung: Layout und fertige Platine.....	37
2.2.5 Manuelle Farbwahl.....	38
2.2.6.Betriebsartenwahlschalter.....	47
2.3.Gehäuse/Lampen.....	48
2.3.1.Gruppeneinleitung.....	48
2.3.2.Gehäusebau.....	51
2.3.3.PWM-Platine.....	54
2.3.4.LED-Platine.....	64
2.3.5.Die Innenbeleuchtung des Gehäuses.....	70
2.4.Netzteil.....	72
2.4.1 Gruppeneinleitung.....	72
2.4.2.Arten von Netzteilen.....	72
2.4.3.detaillierte Planung/Entwicklung.....	75
2.4.4.Der Bargraph.....	77
2.4.5.Netzteil Endphase.....	81
2.4.6.Wann Low-Drop Spannungsregler?.....	82
2.4.7.Bargraph Endphase.....	84
2.4.8.Layouts, Schematics, Bestückungspläne, Bauteillisten.....	85
3.Bedienungsanleitung.....	92
4.Wartungs- und Reparaturhandbuch.....	94
4.1.Fehlertabelle.....	95
4.2.Hinweise zum LED-Tausch.....	96
5.Anhang.....	100

1 Einleitung

Das Projektlabor im Grundstudium Elektrotechnik wird als Alternative zum Standardlabor angeboten. Im Laufe eines Semesters soll ein selbstgewähltes Projekt realisiert werden. Dabei arbeiten die Studenten größtenteils selbstständig.

In diesem Semester gab es folgende Projektvorschläge:

Multimulimeter

Röhrenverstärker

Aquariumsmanager

DiscoPixel

Die Entscheidung fiel zugunsten des DiscoPixels.

Die Grundidee bestand darin, basierend auf Analogtechnologie die Visualisierung von Audiosignalen zu ermöglichen. In Abhängigkeit von jenem Audiosignal soll Licht pulsierend und in wechselnden Farben ausgegeben werden. Zusätzlich soll eine manuelle Farbwahl sowie die Ausgabe eines zufälligen Farbverlaufs möglich sein.

Bei insgesamt 37 Teilnehmern bot es sich an, die Arbeit auf vier Gruppen aufzuteilen.

1.1 Gerätespezifikationen

Gewicht: 19,7kg

Maße (BxHxT): 30x120x30cm

Leuchtkörper Maße (BxHxT): 30x30x30cm

Basis Maße (BxHxT): 30x90x30cm

Farbe:

Basis: Schwarz glänzend

Leuchtkörper: Weiß (30% Lichtdurchlässigkeit)

Material: Spanplatte, Plexiglas

Versorgungsspannung: 230V / 50Hz

Max. Leistungsaufnahme: 40W

Typ. Leistungsaufnahme: ca. 3 W

Anschlüsse: 6,3mm Stereoklinke

integriertes Mikrofon

Bedienelemente (Front):

Betriebsartenwahldrehschalter (Zufall, Musikverarbeitung, Manuell)

Stand-by-Betrieb (Kippschalter)

Drehregler zur manuellen Farbwahl

Bedienelemente (Rückseite):

Globale Helligkeitsreglung über Drehregler

Steuerung der Gehäuseinnenbeleuchtung per Drehregler

Hauptschalter

1.2 Bussystem

Um einen einfachen, sauberen Aufbau des Systems zu gewährleisten, setzten wir eine Busplatine zur Verbindung der Teilschaltungen untereinander ein.

Die Grundlage bildet eine 50cm lange Busplatine, auf der die Platinen der Teilschaltungen mit Bussteckern befestigt sind. Ein Teil der Leitungen steht global zur Verfügung, während die Mehrzahl nur gruppenintern verbunden ist. Dies wurde realisiert durch eine physikalische Trennung der Leiterbahnen auf der Platine.

Eingehängt ist die Platine in einem 19“ Einschub, der auch die Schaltungsplatten aufnimmt und fest im Gehäuse verankert ist.

Belegung siehe Anhang.

Wir haben hier ein 32 adriges Bussystem auf einer Streifenplatine.
der Bus ist in 4 "Zonen" eingeteilt, welche den jeweiligen Gruppen zugeordnet sind. innerhalb dieser Zone hat jede Gruppe 7 Adern zur privaten Verfügung. die restlichen Adern laufen über den gesamten Bus.
Die benötigten Signal und Spannungsleitungen werden von Gruppe 2 der jeweils benötigten Platine zugestellt. Als Busstecksystem werden ML-B64W / M benutzt

1.2.1.Die Busbelegung:

2	GND
4	+12V G4->G2
6	-12V G4->G2
8	+18V G4->G2
10	+12V G2->G3 Dimmer
12	+18V G2->G3 Dimmer
14	+12V G2->G2 Zufall
16	-12V G2->G2 Zufall
18	+12V G2->G2 Farbwahl
20	-12V G2->G2 Farbwahl
22	+12V G2->G1 Musikv.
24	-12V G2->G1 Musikv.
26	R1 Out G2->G3 Gruppe 2 zu Dimmer
28	G1 Out G2->G3 Gruppe 2 zu Dimmer
30	B1 Out G2->G3 Gruppe 2 zu Dimmer
32	R2 Out G2->G2 Zufall
34	G2 Out G2->G2 Zufall
36	B2 Out G2->G2 Zufall
38	R3 Out G1->G2 Musikv.
40	G3 Out G1->G2 Musikv.
42	B3 Out G1->G2 Musikv.
44	R4 Out G2->G2 Manuell
46	G4 Out G2->G2 Manuell
48	B4 Out G2->G2 Manuell
50	MIC G1

52 - 64 Modul Intern

2 Gruppen

Wie oben erwähnt teilten wir die Arbeit auf vier Gruppen auf, welche da waren:

1. Musikverarbeitung
2. Zufall/Manuell/Schalter
3. Gehäuse/Lampen
4. Netzteil

Es folgen die Berichte der vier Gruppen.

2.1.Musikverarbeitung

Die Gruppe der Musikverarbeitung befasste sich mit der Aufgabe aus einem Musiksignal eine Charakteristik zu finden, um die damit angesteuerten Leuchtmittel so zum Leuchten zubringen, das daraus ein Farbenspiel wird.

Durch das Referat von René Fischer wurde ein erster Überblick gewonnen, wie dieses Thema anzugehen war. Er hat in diesem Referat gezeigt wie das Musiksignal verarbeitet werden muss, damit ein passendes Flimmern zur Musik entsteht. Um dies zu erreichen, muss aus dem Musiksignal - ob über Mikrophon oder Direktanbindung durch einen Klinkeneingang – eine Signalfilterung stattfinden. Durch das filtern werden die Charakteristiken der Musik aufgeteilt um danach durch Weiterbearbeitungen als ein Signal ausgegeben werden kann. Recherchen zum nächsten Treffen ergaben eine Aufteilung der Musikgruppe in 3 weiter Untergruppen.

Die erste Gruppe befasst sich mit dem Eingangssignalen. Die zweite Gruppe kümmert sich um die Signalfilter für eine ausgewählte Charakteristik, die letzte und damit dritte Gruppe hat mit der Ausgabe, sowie die damit verbundenen Eigenschaften zu tun.

Für ein reibungsloses Zusammenspiel dieser drei Gruppen wurde ein Grenzwert bestimmt. Dabei wurde festgelegt, dass das Eingangssignal maximal 5V betragen soll und diese maximalen Werte sollen durch die gesamten Schaltungen aufrechterhalten bleiben.

2.1.1 Eingangssignalgruppe

Teilnehmer: Oscar, René, Cornelius, Ahmet

Aufgabe

Ziel der Gruppe ist es einmal aus Musik eine Spannung zu erzeugen mit ihren maximalen von 5V, sowie durch einen extern angelegtes Musiksignal (z.B. CD-Player), das in seiner Amplitude maximal 0,775V erreicht, dabei muss dieses auch auf die 5V gebracht werden.

Idee

Für eine einfache und kleine Schaltung wird das Mikrofonsignal auf das externe Signal durch einen Verstärker angepasst, dadurch spart man eine Verstärkerschaltung und das System ist weniger Fehleranfällig. Für ein entscheiden ob das Signal über den Stecker oder das Mikrophon kommen soll, führte die Gruppe einen Kontakt bei der Buchse ein. Sobald der Stecker gesteckt ist, wird das Signal genutzt und das Mikrofon auf „stumm“ gestellt. Ist der Stecker gezogen, arbeitet automatisch die Mikrophonverstärkerschaltung. Um möglichst ein gleiches Signal zu erhalten, soll eine Kompressorschaltung zum einsatzkommen. Diese Schaltung sorgt dafür, das schwache Signale angehoben werden und Starke werden abgeschwächt.

Mikrophon und Vorverstärker

Aus den Ideen ist zu erkennen das ein Mikrophon gebraucht wird. Die Wahl fiel zu gunsten eines Kondensator, bzw. Elektretmikrofons aus. Es arbeitet in dem Frequenzspektrum in dem die Musik später verarbeitet werden soll. Das Spektrum läuft von 20Hz bis 20kHz. Ein weiterer Vorteil liegt in einem guten Übertragungsverhältnis. Ein Nachteil von diesem Mikrofon ist, dass es eine Betriebsspannung von 9V benötigt, die in der Schaltung berücksichtigt werden muss. Für die Anpassung der Signalspannung von 4mV auf die 0,775V des externen Signals wird eine Verstärkerschaltung benötigt. Das Signal für den OP durch einen Kondensator eingekoppelt. Der Verstärkungsfaktor dieses Operationsverstärkers wurde per Oszilloskop gemessen. Ein gut angepasster Wert für die Verstärkung ist bei einer durchschnittlicher Zimmerlautstärke erreicht worden. Da das Mikrophon nicht nur Musik sondern jegliche Schallwellen in Spannung umwandelt, müssen Störgeräusche wie Trittschall rausgefiltert werden. Glücklicherweise liegen die meisten dieser Frequenzen auch das Netzbrummen unter bzw bei 50Hz und werden durch einen $0,68 \mu\text{F}$ Kondensator im Rückkopplungszweig zur Masse auf den Verstärkungsfaktor eins gesetzt und rausgefiltert. Damit sich der Kondensator (C1) sich beim Einschalten nicht auflädt, wird er durch eine Diode und Widerstand zur Masse entladen. Siehe Abbildung 1: Eingangsschaltung

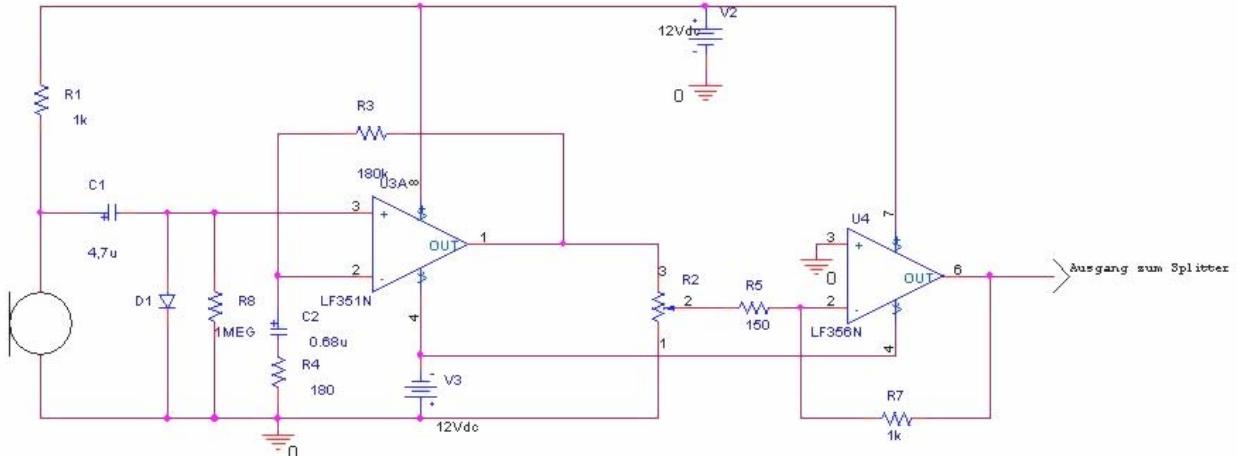


Abbildung 1: Eingangsschaltung

Endverstärker

Der Endverstärker bekommt von der Klinkenbuchse nur ein Signal, Musik oder den Direkteingang. Da diese beiden Signale schon auf die angepassten 0.775V liegen, braucht der Endverstärker keine dynamische Verstärkung, sondern kann fest eingestellt werden und die Spannung auf 5V anheben.

Probleme

Ein Problem stellt die Wahl des OPs da. Es muss ein Rauscharmer Operationsverstärker sein, weil er sonst das Rauschen mitverstärken wird und das Musiksignal total verfälscht. Eine recht schwierige Aufgabe stellte das berechnen des Kondensators im Rückkopplungszweig zur Masse.

Bei den ersten Aufbauversuchen mußte festgestellt werden, das die Steckplatten einige Kurzschlüsse an sich schon haben. Des Weiteren gab es eine lange Unklarheit über die Funktionsweise des Elektretmikrofons.

Um Material zu sparen, wurde mit der Filtergruppe beim Ätzen nur eine halbe Europlatine verwendet, es entstand leider ein kleines Platzproblem.

Der Kopplungskondensator lädt sich beim Einschalten auf und erzeugt am OP-Ausgang ein volles Durchschalten des Signales.

Problemlösung

Durch geschicktes umplatzieren der Bauteile funktionierte alles recht gut. (Siehe Abbildung 2: Platinen Layout (Filter- & Eingangsgruppe)) Nach langem Suchen wurde ein OP gefunden der rauscharm ist und den Conrad auch hat.

Um das Aufladen zu verhindern, wird der Kondensator über eine Diode und einen Widerstand entladen, die Diode sorgt dafür, dass es sehr schnell geht, bis auf die 0,7V, danach entlädt der Widerstand den Kondensator langsam weiter.

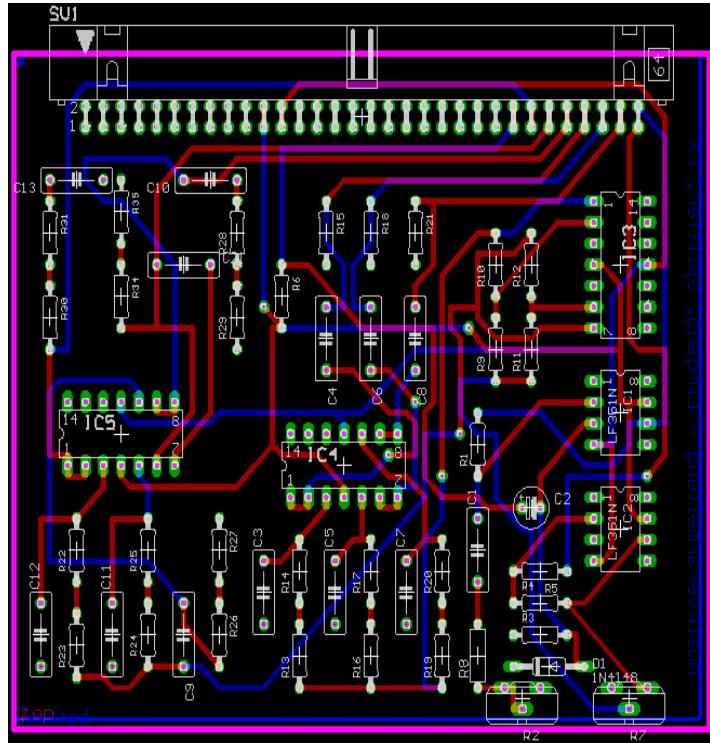


Abbildung 2: Platinen Layout (Filter- & Eingangsgruppe)

2.1.2.Filtergruppe

Teilnehmer: Andreas, Ali, Leonhard

Aufgabe

Aus dem Eingangssignal mit der Maximalen von 5V soll in insgesamt sechs Signale aufgeteilt werden. Ziel ist es dabei, die Charakteristik des eingehenden Audiosignals erkennbar werden zu lassen.

Projektbeschreibung

Der Splitter teilt das ankommende Signal in zwei gleichstarke, von einander entkoppelte Signale für die Signalwege 1 und 2.

Signalweg 1 zerlegt das gesamte Frequenzband in Bässe (50-200Hz), Mitten (0,2-2,5KHz) und Höhen (2,5-18KHz). Signalweg 2 schneidet 3 charakteristische Bandbereiche für Bass, Mitten und Höhen heraus, die die spezifischen Eigenschaften des Eingangssignals hervorheben und später besonders verstärken sollen.

Umsetzung

Die Gruppe wurde sich zunächst über die Funktionsweise des Splitters klar (Abbildung 3). Invertierende Verstärker (OP LM324) werden der Kanalsplittung nachgeschaltet, um die Unabhängigkeit des Signalweges zu gewährleisten.

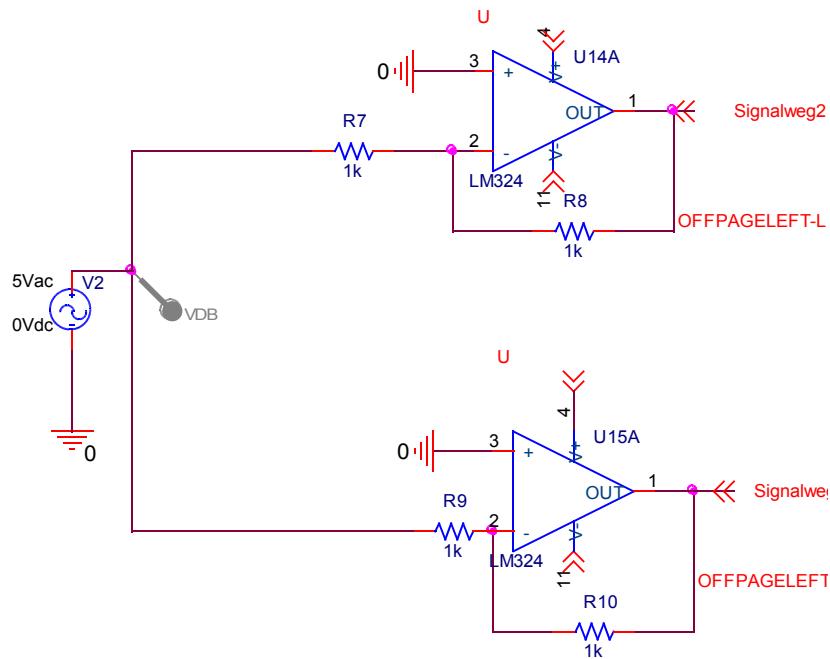


Abbildung 3: Splitter

Frequenzbereich der Signalwege:

Signalweg 1		Signalweg 2	
Frequenzbereich	Beschreibung	Frequenzbereich	Beschreibung
50-200Hz	Bässe	80-120Hz	Rhythmus/Beat
0,2-2,5kHz	Mitten	350-450Hz	Grundtöne/Stimme
2,5-18kHz	Höhen	3,5-4,5kHz	Durchsatz/Stimme

Um die von der Gruppe vorgegebenen Bandaufteilungen zu erreichen, waren die entsprechenden Bandfilter zu dimensionieren. Die oben angegebenen Frequenzbereiche waren Ergebnis einer Untersuchung von mehr als 500 Musiktiteln, deren Ziel es war, Gemeinsamkeiten und Charakteristiken zu erkennen, um bei der Realisierung des Disco Pixels eine möglichst individuelle Ausgabe zu erzielen.

Tiefpass

Ein Tiefpassfilter lässt alle Frequenzen bis zu einer Grenzfrequenz ohne Abschwächung (Verstärkung $v = 1$)

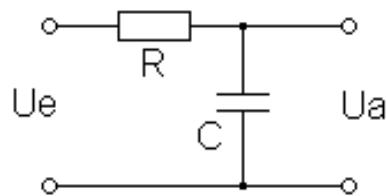


Abbildung 4: Tiefpass 1. Ordnung

passieren, alle höheren Frequenzen werden unterdrückt.

Von der Eingangsspannung U_e erscheint am Ausgang gemäß der Spannungsteilerformel nur der Anteil U_a :

$$U_a = U_e \cdot X_C / (X_C + R) \text{ mit } X_C = 1 / (j \omega C)$$

Bandpass

Ein Bandpassfilter unterdrückt alle Frequenzen außerhalb eines Frequenzintervalls, das durch zwei Grenzfrequenzen festgelegt ist. Amplituden- oder frequenzmodulierte Signale tragen den Hauptanteil ihrer Information in einem begrenzten Frequenzband. Ein Bandpass lässt diesen Anteil aus Frequenzgemischen passieren und sperrt die Anteile unterhalb und oberhalb der Grenzfrequenzen. Er setzt sich aus einem Tiefpass und einem Hochpass zusammen.

Hochpass

Ein Hochpassfilter unterdrückt alle Frequenzen bis zu einer Grenzfrequenz, während alle höheren Frequenzen (mit der Verstärkung $v = 1$) durchgelassen werden.

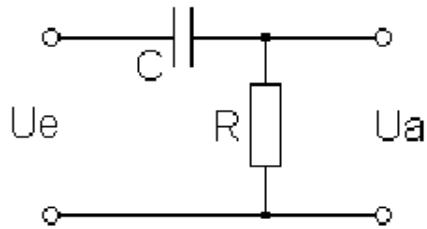


Abbildung 5: Hochpass 1. Ordnung

Von der Eingangsspannung U_e erscheint am Ausgang gemäß der Spannungsteilerformel nur der Anteil U_a :
 $U_a = U_e \cdot R / (X_C + R)$ mit $X_C = 1 / (j \omega C)$

Frequenzfilter

Aus Gründen der Einfachheit und Realisierbarkeit entschied man sich für Filter 2. Ordnung, da diese mit dem Kenntnisstand der Projektlaborteilnehmer und den Anforderungen einer möglichst scharfen Trennung der Bandbereiche am besten zu vereinbaren sind.

Bei der Dimensionierung wurde aus Gründen der Einfachheit die Kapazität auf 10nF festgesetzt und die Widerstände den Grenzfrequenzen entsprechend errechnet. Folgende Schaltpläne ergaben sich dabei für die Signalwege 1:

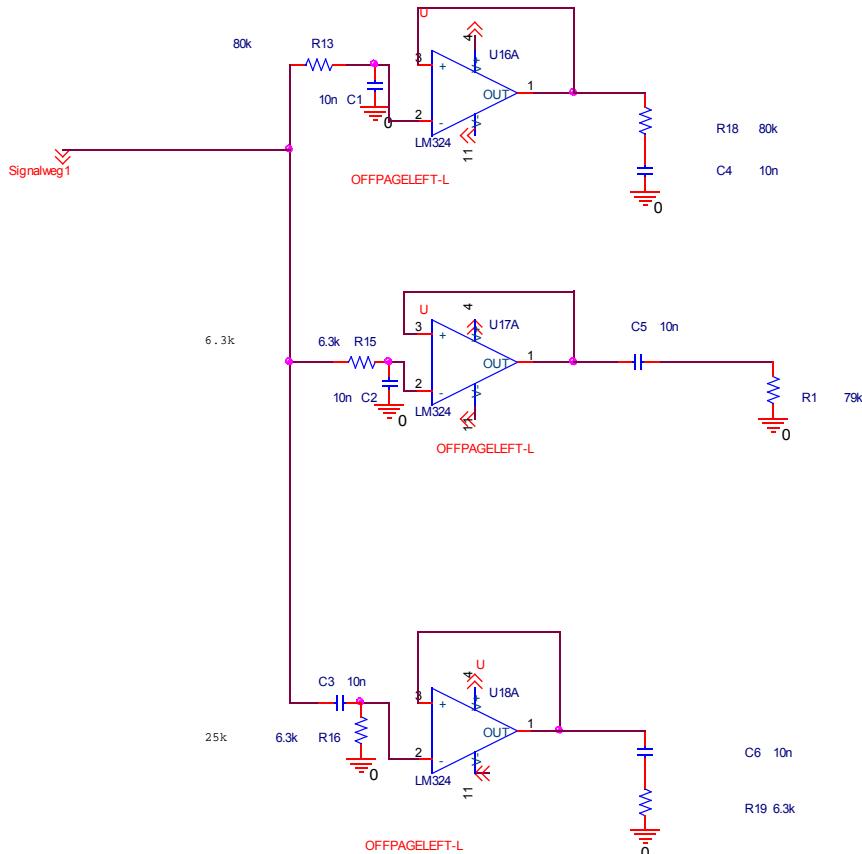


Abbildung 6: Signalweg 1
und Signalweg 2:

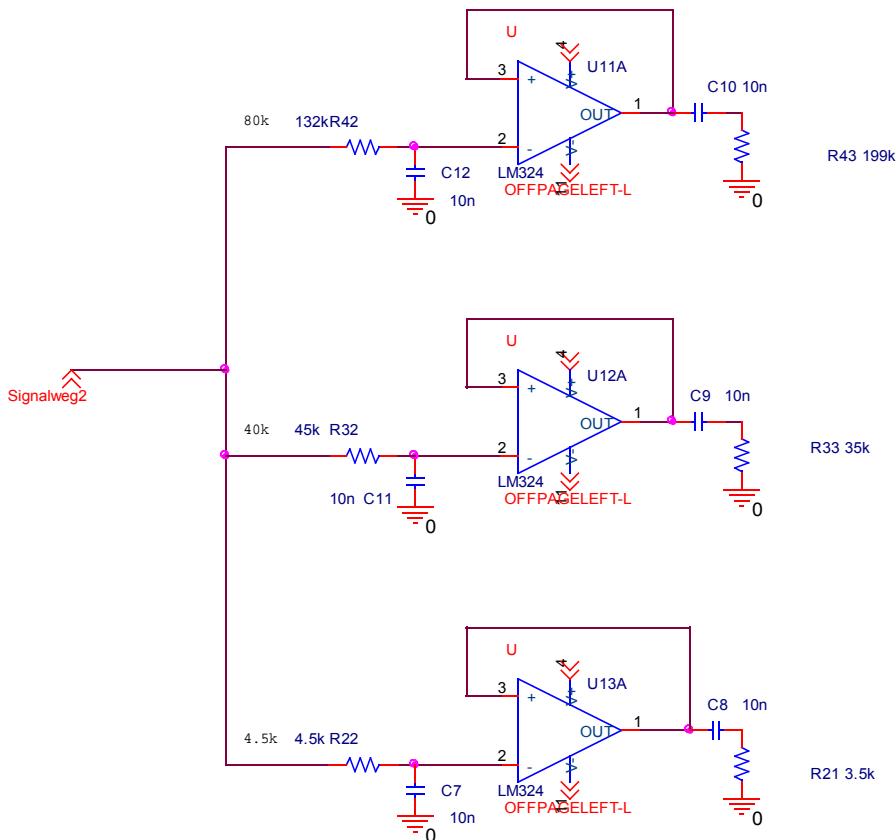


Abbildung 7: Signalweg2

Nachdem die Tests erfolgreich abgeschlossen wurden, setzte man sich daran ein Platinenlayout zu erstellen. Weil die Schaltungen rech wenig Platz wegnehmen und die Eingangsgruppe auch sehr wenig Platz benötigt, entschloss man sich dafür, beide Schaltungen zusammen zu führen. Siehe Abbildung 2: Platinen Layout (Filter- & Eingangsgruppe)

Probleme

Operationsverstärker verhalten sich generell wie ein Tiefpass, d.h. ab einer bestimmten Frequenz schwächt er von sich das Signal ab. Ein unangenehmer Effekt bei Hochpässen, die die Spannung mit hoher Frequenz einfach nur passieren lassen soll.

Bei der Rückkopplung zu den OPs wurde der Plus-Eingang mit dem Minus-Eingang vertauscht. Bei der Pspice Simulation wurde dies nicht erkannt, da die Spannungsverläufe die bekannten Bodediagramme erzeugten die zu erwarten wahren. Als es dann zum Testen an der aufgebauten Schaltung kam, erzeugte diese keine Funktionen.

Problemlösung

Damit die Hochpässe nicht durch die OPs zu Bandpässen werden, wurde die Frequenz mit den die Operationsverstärker noch klar kommen um ein Vielfaches über den 20kHz gewählt.

Nachdem die Plus- und Minus-Eingänge bei den Verstärkern umgepolzt wurde, lief die Schaltung genauso, wie sie bei Pspice simuliert wurde.

2.1.3.Ausgangssignalgruppe

Teilnehmer: René, Stefan, Marco

Aufgabe

6 Signalwege werden gleichgerichtet um sie dann durch Kondensatoren zu glätten, dabei wird die durchschnittliche Spannung in jedem Weg ermittelt. Einmal wird er über eine Sekunde gemittelt und einmal über 10ms. Danach wird über eine Schaltung das Signal mit einer Referenzspannung verglichen, sollte sie darunter liegen, wird sie zu Null gesetzt. Nach dieser Auswahl werden 2 Signalwege addiert und als Ausgangssignal ausgegeben.

Umsetzungsidee

Damit die durchschnittliche Spannung ermittelt werden kann, wurde der Einsatz eines Tiefpasses beschlossen, wobei dem ein Gleichrichter vorgespannt wird, da sich der Kondensator ständig aufladden soll, sobald das Signal über seiner momentanen Spannung liegt, bzw entladen, sollte sie darunter liegen.

Für ein klares erkennen der Farben müssen kleine Signale verschwinden, da sie sonst die Leichtmittel ansteuern und so zum leuchten bewegen. Damit würde es vermutlicherweise nur zu einer Farbmischung kommen. Ein weiteres kreativerium muss ein Addierer darstellen, da der Eingang mit 6 Signalen gefüttert wird, aber es nur 3 am Ausgang geben darf, daher werden 2 solcher Signaler nach folgender Tabelle addiert.

Rot	Durchschnitt Bass + Momentanwert Melodie
Grün	Durchschnitt Mitte + Momentanwert Beat
Blau	Durchschnitt Höhen + Momentanwert Grundtöne

Gleichrichter

Der Gleichrichter wird mit Hilfe von einem Op und einem Komparator verwirklicht. Dabei vergleicht der Komparator das Eingangssignal zur Masse. Das Signal steuert einen selbstleitenden FET der hier als Schalter verwendet wird. Dieser FET sorgt dafür, dass er einmal das Signal am Operationsverstärker auf Masse zieht, dann Arbeitet dieser als Spannungsinvertierer oder auf den Pluseingang legt, so ist es ein einfacher Spannungsfolger. Siehe Abbildung 8: Gleichrichter.

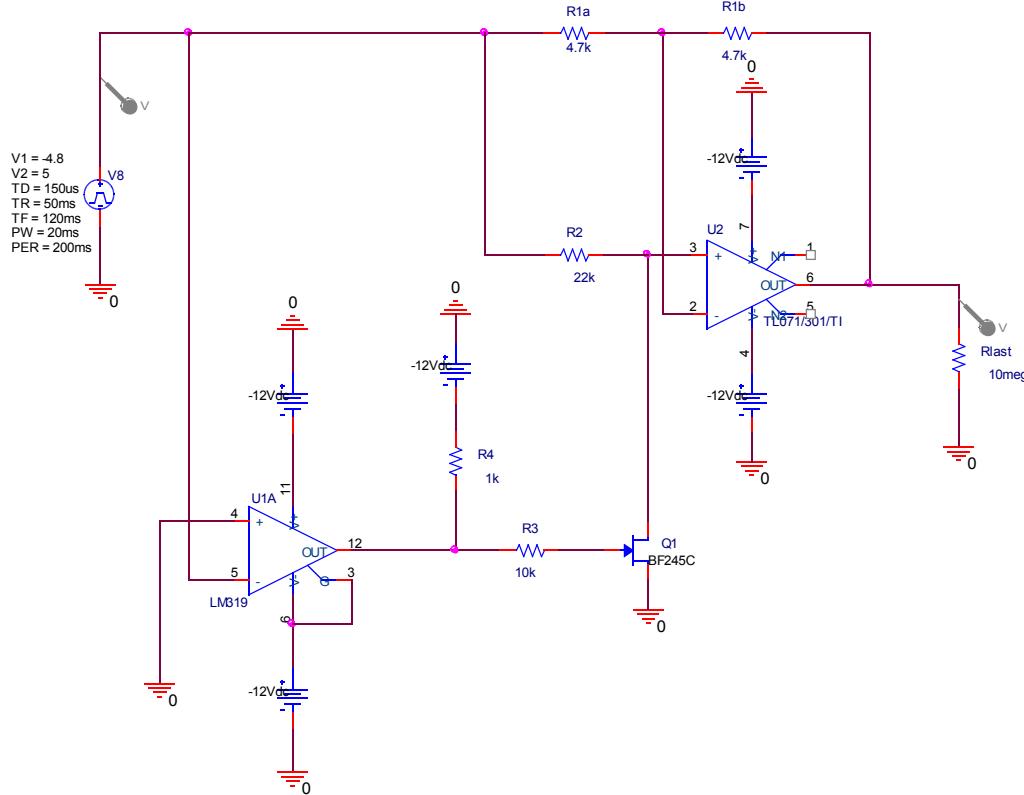


Abbildung 8: Gleichrichter

Aus Abbildung 9 ist zu erkennen, das die Schaltung funktioniert. Sie klappt uns die negativen Spannungen ins

Positive und die positiven lässt sie wie sie sind.

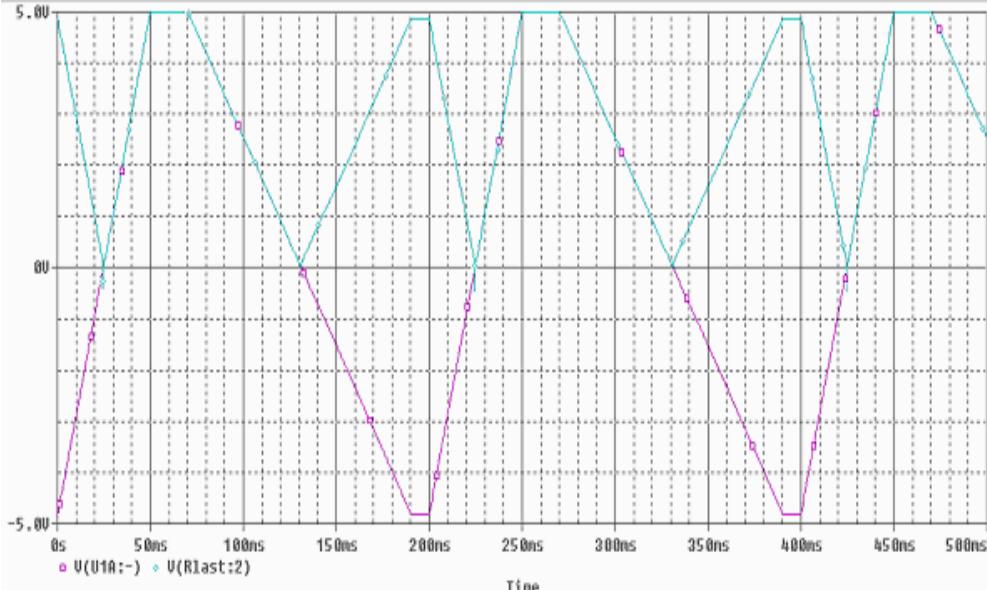


Abbildung 9: Spannungsverlauf vom Gleichrichter

Glätter

Der Name Glätter ist in diesem Fall vielleicht unglücklich gewählt, da er eigentlich 2 Aufgaben hat. Einmal macht er aus der nurnoch positiven Spannung eine mögliche Gleichspannung. Siehe Abbildung 10. Desweiteren soll er die durchschnittliche Spannung erzeugen.

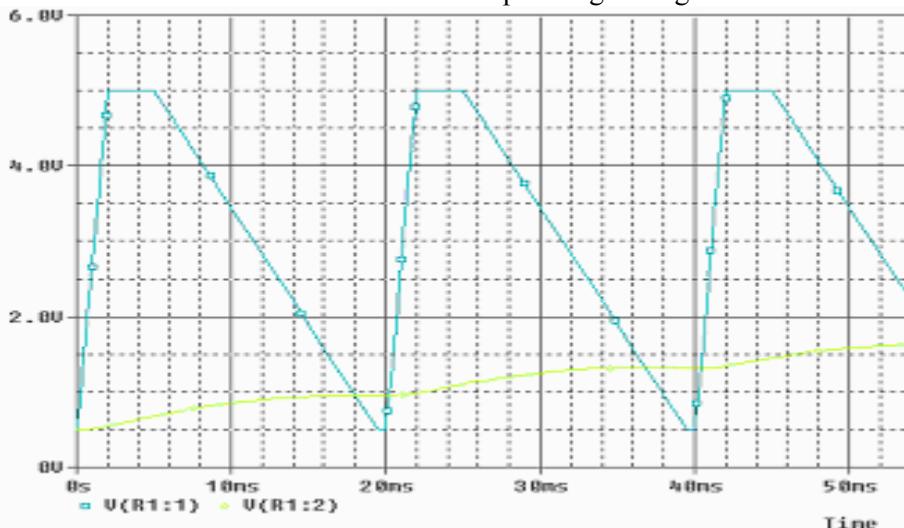


Abbildung 10: Spannungsverlauf vom Glätter

Damit ein Durchschnitt erzeugt werden kann, muss für die Schaltung (Abbildung 11) ein geeignetes τ gefunden werden. Das τ gibt an in welcher Zeit sich der Kondensator aufladen kann. Es lässt sich ganz einfach mit $\tau = R \cdot C$ berechnen.

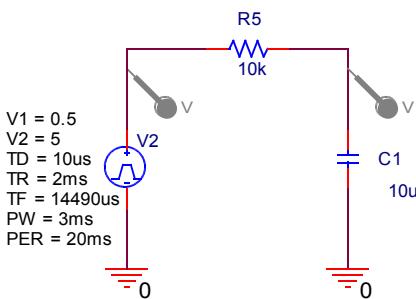


Abbildung 11: Glätter

Cut-Off

Dies ist eine besondere Zusatzfunktion der Schaltung, mit ihr können Spannungen unter einem bestimmten Referenzwert zu Null gesetzt werden. Dabei bedient sich die Schaltung lediglich 3 Bauelementen. Die Eingangsspannung wird dabei mit der Referenzspannung am Komparator verglichen (Abbildung 12: Cut-Off). Die Ausgangsspannung wird über einen selbstleitenden FET abgegriffen. Sollte dieser im selbstleitenden Zustand sein, wird das Ausgangssignal auf Masse gezogen und ist damit Null, dies ist ganz gut in der Abbildung 13 zu sehen.

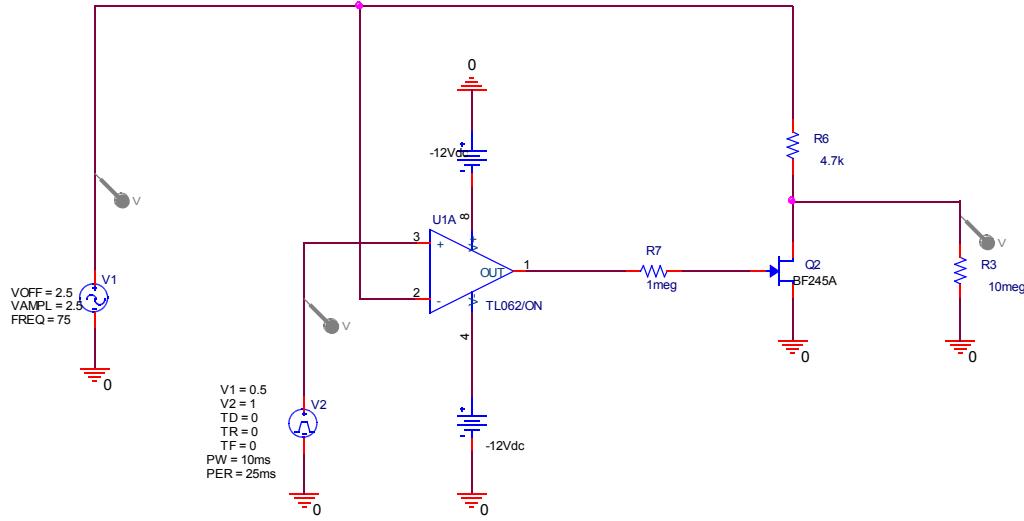


Abbildung 12: Cut-Off

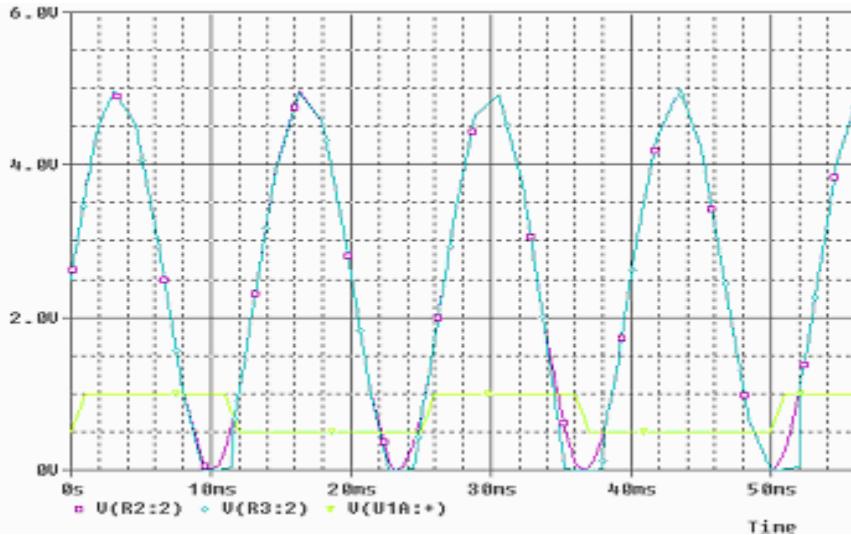


Abbildung 13: Spannungsverlauf vom Cut-Off

Addierer

Aus der Vorgabe der Gruppe die Signale mit ihren Eigenschaften auf eine Farbe zu addieren, benötigen wir dafür einen Addierer. Wie der Name schon sagt, addiert er uns zwei Signale zu einem. Da er dies mit der Formel $V = -[V1 \cdot (R10/R8) + V2 \cdot (R10/R9)]$ (Siehe Abbildung 14) erreicht, kann man durch unterschiedliche Widerstände sogar eine Gewichtung der einzelnen Signale erreichen.

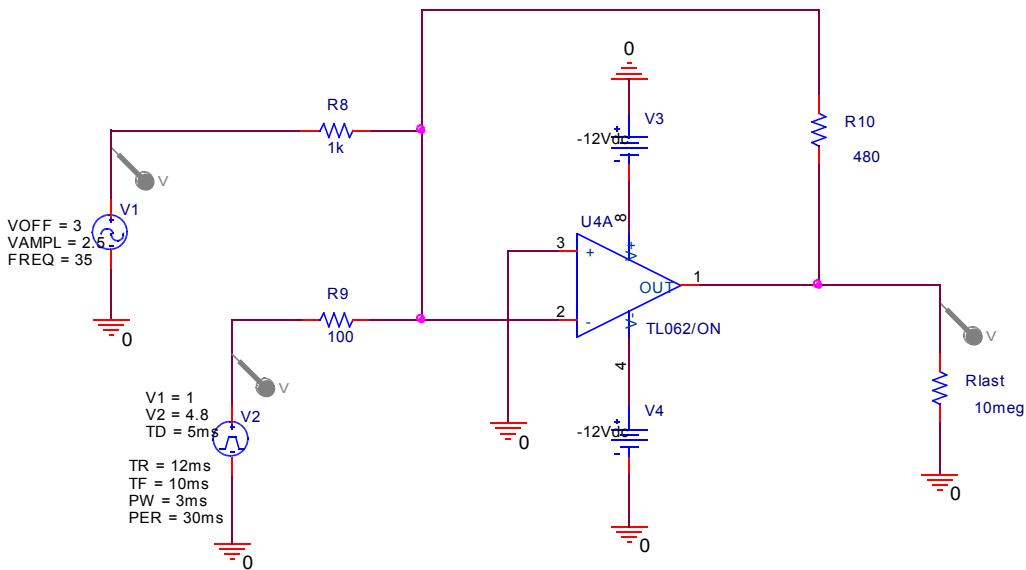


Abbildung 14: Addierer

Wenn die Spannungsverläufe in Abbildung 15 betrachteten werden, ist es sehr gut zu erkennen, das hier mit der Schaltung in Abbildung 14 eine Gewichtung vorliegt und diese uns ohne Fehler addiert.

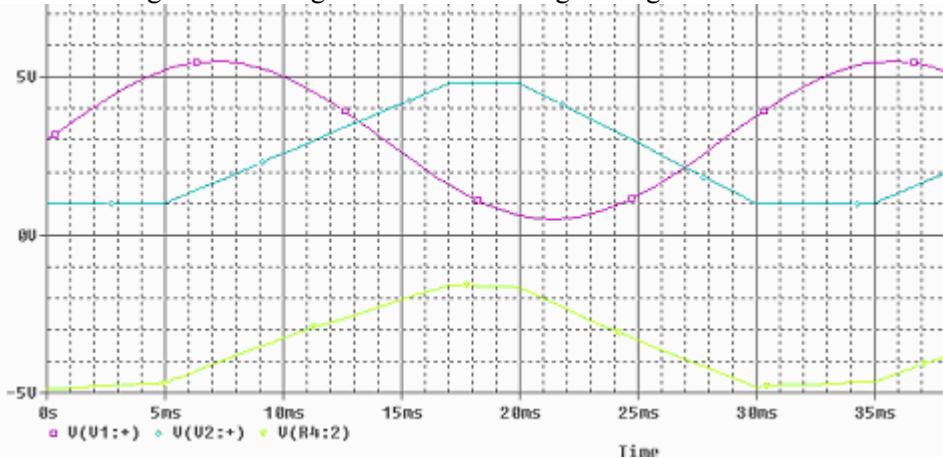


Abbildung 15: Spannungsverlauf vom Addierer

Endverstärker

Da uns der Addierer das Signal negiert und die Lampengruppe eine positive Spannung haben möchte, wird am Ende der gesamten Schaltung ein invertierender Verstärker benutzt. Des Weiteren hat er den gleichen Vorteil uns durch unerwünschte Spannungsabfälle, das Signal auf die geforderten 6V zu bringen.

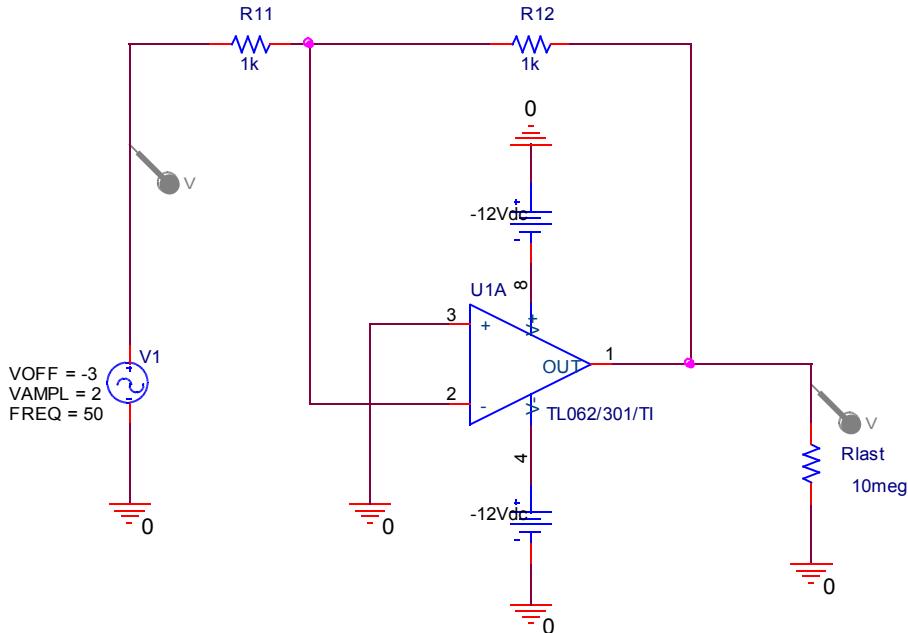


Abbildung 16: Endverstärker

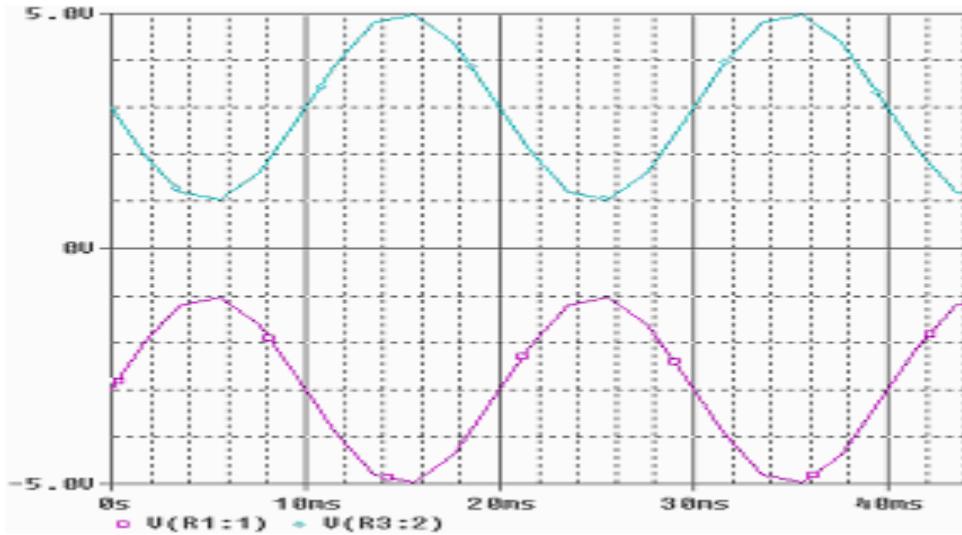


Abbildung 17: Spannungsverlauf vom Endverstärker

Probleme

Da wie bei so vielem Probleme entstehen, blieb diese Arbeit davor auch nicht verschont.

Der Weg für die Schaltungen stellte davon schon genug. So war es lange eine Frage wie man den Gleichrichter am einfachsten realisiert. Normalerweise ist bekannt, dass vier Dioden als Brückengleichrichter dieses doch sehr gut können. Aber da Dioden bekanntlich einen Spannungsabfall von ca. 0,7V haben und wir mit Spannungen von 0-5V arbeiten ist das schon ein sehr großer prozentualer Anteil. Für die Mittlung der Spannung von einer Sekunde ist dafür auch ein τ von einer Sekunde nötig. Um dies zu ermöglichen wurde ein 1mF Kondensator benötigt, bei einem Widerstand von $1\text{k}\Omega$. Normale Kondensatoren werden bei solch einen großen Wert in ihren Maßen auch sehr groß.

Weitere Probleme sind bei den ersten Tests entstanden, so wurde bei dem OP die Betriebsspannung vertauscht und dies erzeugte einen Kurzschluss für die Spannungsversorgung. Selbst nach längeren suchen wurde der Fehler nicht gefunden, bis zufällig festgestellt wurde, dass der OP sehr warm und damit defekt ist. Beim ersten Ätzen war die Belichtungszeit zu kurz und die Platine wurde versaut. Nachdem die Zeit verlängert wurde, ergab sich eine tolle Platine.

Ein sehr interessantes Problem stellte das Layouten der gesamten Schaltung da. (Siehe Abbildung 19: Schematic von der Schaltung)

Problemlösung

Um das Problem mit dem Spannungsabfall an den Dioden bei dem Gleichrichter zu beseitigen blieb nur noch

die Möglichkeit ein Prezisionsmessgleichrichter zu realisieren. Damit unser Kondensator bei seinem großen Wert nicht auch bei seinem Maßen sehr groß ist, fiel die Entscheidung zu gunsten eines Elkos. Zum Glück arbeitet er an einer Stelle wo nur noch positive Spannungen zu verbuchen sind, da er leider nur in eine Richtung betrieben werden kann.

Nachdem die Fehlerquelle des Kurzschlusses beim OP behoben wurde, liefen die ersten Tests sehr erfolgreich weiter.

Mit viel Mühe und sehr viel Hilfe lies sich die Schaltung mit ein paar Schönheitsfehlern (69 Durchkontaktierungen) dann schließlich doch routen. (Siehe Abbildung 18: Platinenlayout)

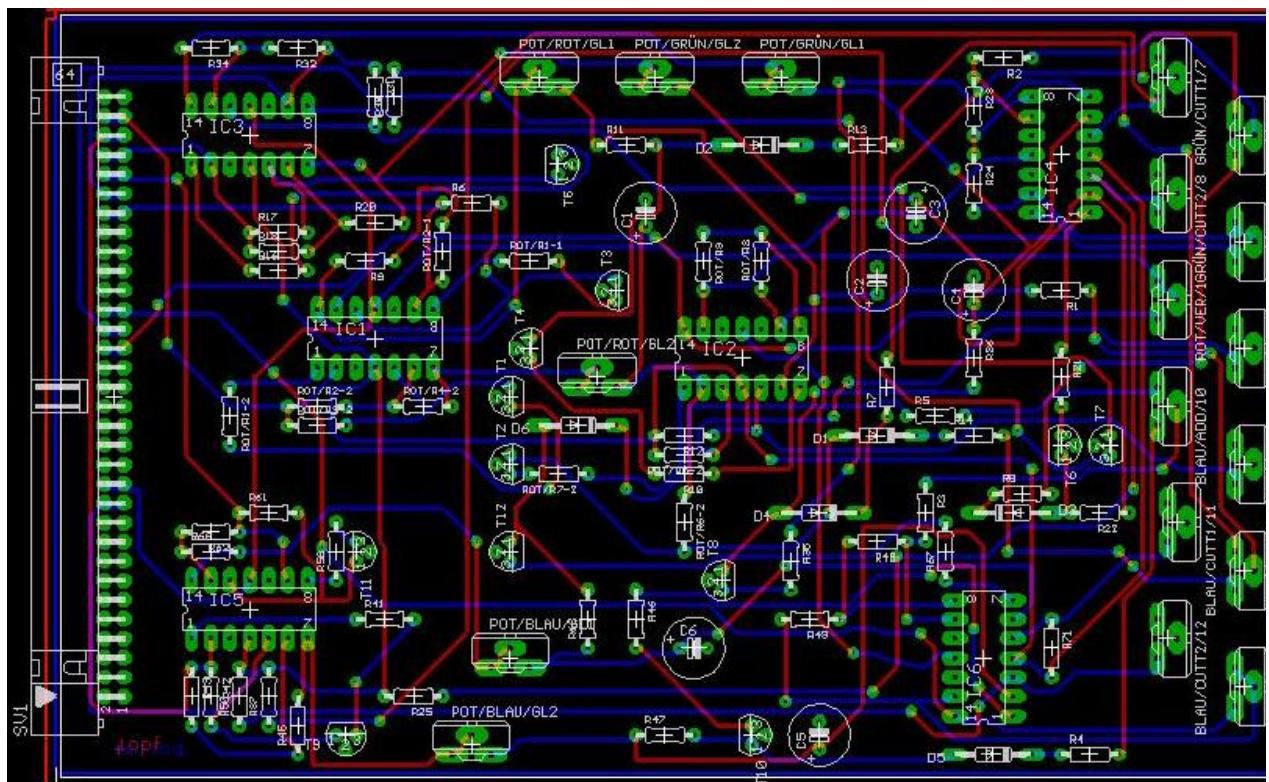
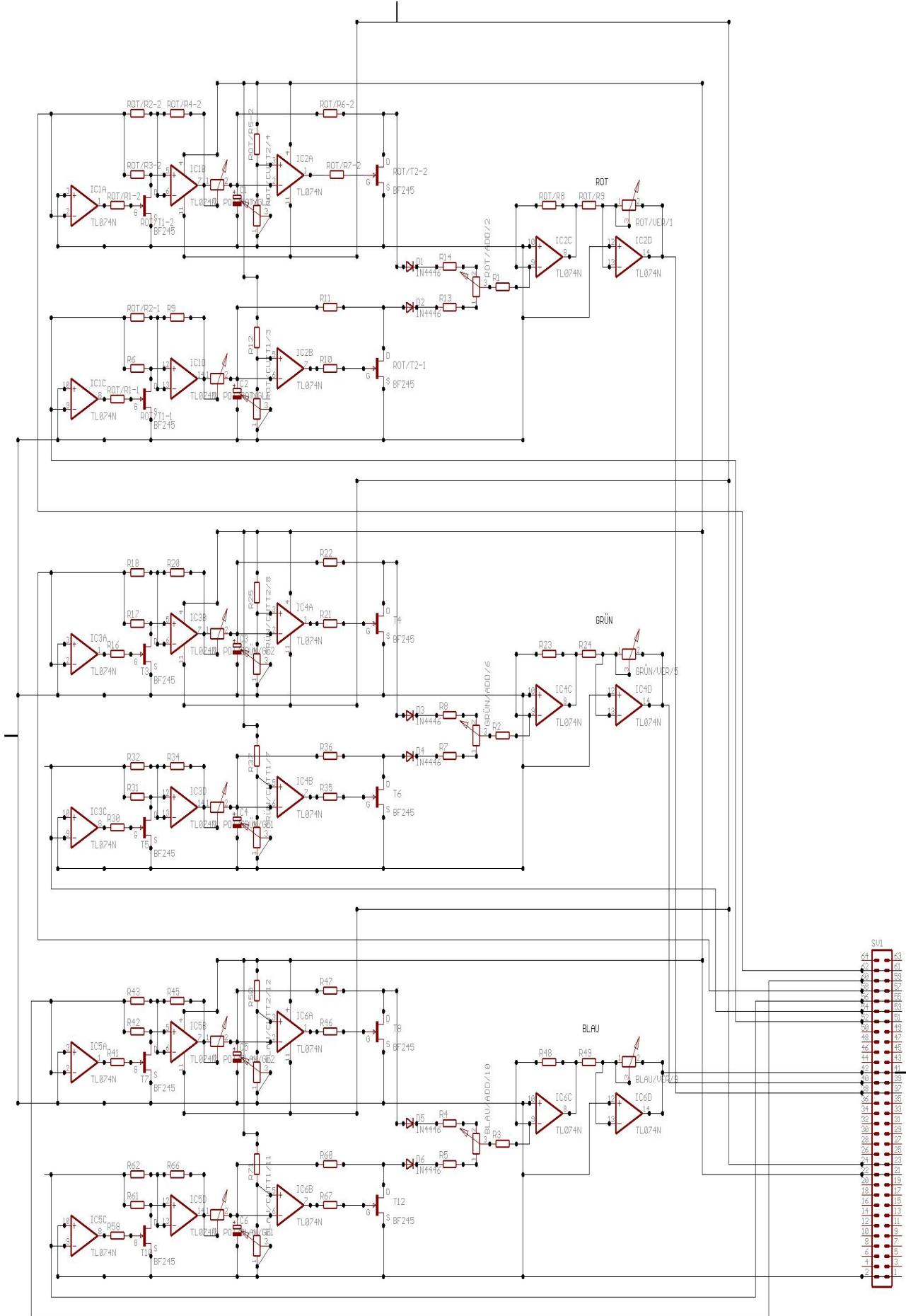


Abbildung 18: Platinenlayout



Soziales Klima

Die Musikverarbeitungsgruppe bestand aus zehn Männern (8 ET'ler, 1 IT'ler, 1 TWLAK).

Trotz Wissens- und Erfahrungsunterschiede gab es keine Probleme beim Finden von Lösungen.

Diskussionen wurden gerne geführt, was teilweise großen Zeitverlust mit sich führte, aber bestimmte Dinge mussten geklärt werden. Nachdem die Gruppe sich in kleine Arbeitsgruppen unterteilt hat, konnte schnell zur praktischen Arbeit übergegangen werden.

Da sich trotz des einen oder anderen offiziellen Zusatztermins die Zeit bemerkbar machte, wurden weitere Zusatztreffen in den Arbeitsgruppen durchgeführt, zu denen mindestens zwei bis vier Leute da waren. Das Klima war teilweise so gut, dass bestimmte Dinge beim Essen besprochen werden konnte.

Vor allem kann man sagen, dass die Musikverarbeitung keine Gruppe von Traurigkeit war – irgendwas hat immer zur Erheiterung aller beigetragen.

2.2.Zufall/Manuell/Schalter



Abbildung 20: Die Gruppe 2

v.l.n.r.: Falk Kempe, Eduard Kravcenko, Ariel Pratomo, Jan Quast, Andrea Fettner, Tino Brast, Tilman Ziegler, Tilman Wekel, Oliver Pabst, Dirk Nötzelmann (Betreuer)

Aufgaben der Gruppe

Die Aufgaben der Gruppe 2 gliederte sich in mehrere Teilbereiche: In die Erzeugung eines zufällig gesteuerten Farbwechsels, den Aufbau einer manuellen Farbwahl und die Realisierung eines Schalters zum Wechseln der Betriebsarten.

Zufallsschaltung

Ziel war es, einen zufälligen Farbverlauf zu erzeugen. Die Signale, die zur Dimmergruppe geleitet werden, sollten linear verlaufen und ca. alle drei Sekunden einen neuen Spannungswert ansteuern, um einen optisch angenehmen Farbwechsel zu erzeugen.

Als Zufallsquelle wird das Rauschen einer Z-Diode verwendet. Aus dem zufälligen Verlauf des Rauschsignals greift die Sample-and-Hold Schaltung alle drei Sekunden den aktuellen Spannungswert ab und hält ihn solange, bis sie den nächsten Wert abgreift. Der entstehende Rechteckverlauf wird integriert, so dass ein linearer Spannungsverlauf erzeugt wird.

Manuelle Farbwahl

Eine Betriebsmöglichkeit des DiscoPixels sollte eine manuelle Farbwahl sein. Dabei sollte mit einem Drehregler eine Farbwahl aus dem kompletten Farbspektrum des RGB-Farbmodells möglich sein.

Betriebsartenschalter

Es wurde ein Schalter zum Wechsel der Betriebsarten realisiert werden, mit dem zwischen den drei Betriebsarten Musiksteuerung, Zufallssteuerung und manuelle Steuerung gewählt werden kann. Der Schalter leitet die Signale der jeweiligen Teilschaltung über den Bus an die Eingänge des Dimmers.

Soziales Klima in der Gruppe

Die Zusammenarbeit klappte innerhalb der Gruppe größtenteils problemlos. Obwohl zahlreiche Zusatztermine nötig waren, hat das Arbeiten am Projekt Spaß gemacht. An dieser Stelle sei Falks große Begabung zum Kaffeekochen hervorgehoben.



2.2.1 Zufallsschaltung: Rauschen

Teilnehmer: Tilman Wekel, Ariel Pratomo

Motivation/Zielsetzung

Um bei unserem Discopixel ein zufälliges Lichtspiel zu erzeugen, mussten wir uns überlegen, wie wir ein Signal erzeugen, welches zwar zufällig ist, aber dennoch bestimmten Anforderungen genügt (niedrige Frequenz, konstante mittlere Amplitude). Kern dieser Schaltung ist natürlich eine geeignete Zufallsquelle gefolgt von verschiedenen Verstärkungs – sowie Filtereinheiten, die das Signal entsprechend aufbereiten.

Aufgabe unserer Gruppe war es nun, einen Rauschgenerator zu entwickeln, der eine zufällige Spannung erzeugt, die der nachfolgenden Einheit (Sample & Hold) zur Verfügung gestellt werden kann. Dabei hatten wir uns auf einen Spannungsbereich von 0 – 10 V geeinigt.

Das Frequenzspektrum sollte sein Maximum bei max. 800 Hz haben, also recht niederfrequent. Dies hängt mit der endlich kleinen Abtastdauer der Sample & Hold – Gruppe zusammen. Sie liegt nun deutlich unter der Periodendauer der leistungsstärksten Frequenzen, was eine gute Streuung der abgetasteten Spannungswerte garantiert.

Planung

Ausgangspunkt der Schaltung muss natürlich eine geeignete Rauschquelle sein.

Nach einer kurzen Recherche stellte sich heraus, dass eigentlich alle Halbleiter ein Rauschen erzeugen. Dieses sogenannte Schrotrauschen ist typisch für Halbleiter und entsteht an den Sperrsichten durch Rekombination der Ladungsträger.

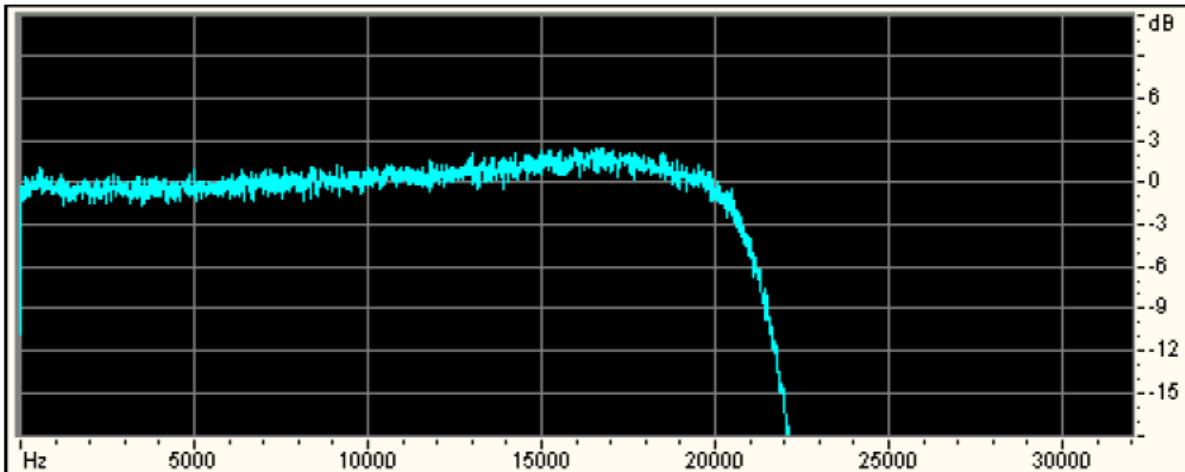


Abbildung 21: Weißes Rauschen

Formeln

$$U_r = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot B} \quad (1)$$

Dabei ist
 k = Boltzmann-Konstante = $1,38 \cdot 10^{-23}$ VAs/K
 T = absolute Temperatur
 B = Messbandbreite in Hz

$$I_r = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot (1/R) \cdot B} \quad (2)$$

$$P_r = \frac{1}{4} \cdot U_r \cdot I_r = k \cdot T \cdot B \quad (3)$$

$$k \cdot T = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{V} \cdot \text{A} \cdot \text{s}}{\text{K}} \cdot 290 \text{ K} = 4 \cdot 10^{-21} \frac{\text{W}}{\text{Hz}} \quad (4)$$

Nach weiteren Messungen und Tests hat sich die Z Diode mit einer Z Spannung $> 8\text{V}$ als beste Rauschquelle herausgestellt. Auffällig ist, dass sich ganz abrupt kurz vor der Z Spannung ein Rauschen einstellt, welches bei leicht höheren Spannungen ebenso schnell wieder verschwindet.

Der zweite, wichtige Teil der Schaltung ist die Signalverstärkung bzw. Filterung.

Das Frequenzspektrum des Z-Dioden-Rauschens ist viel zu breitbandig (auch zu hochfrequent), die mittlere Amplitude natürlich viel zu gering (gemessene 15 mV).

Da wir die grösste Leistung bei ungefähr 800 Hz benötigen, mussten wir einen Tiefpassfilter zuschalten.

Zur Verstärkung wählten wir einen Operationsverstärker. Dieser hat eine sehr hohe Verstärkung (deutlich höher als Transistoren), gute äußere Parameter (hoher Eingangs – niedriger Ausgangswiderstand) und wird in integrierter Form angeboten. Auch die Tiefpasswirkung eines OPVs trug bei uns zum gewünschten Ergebnis bei.

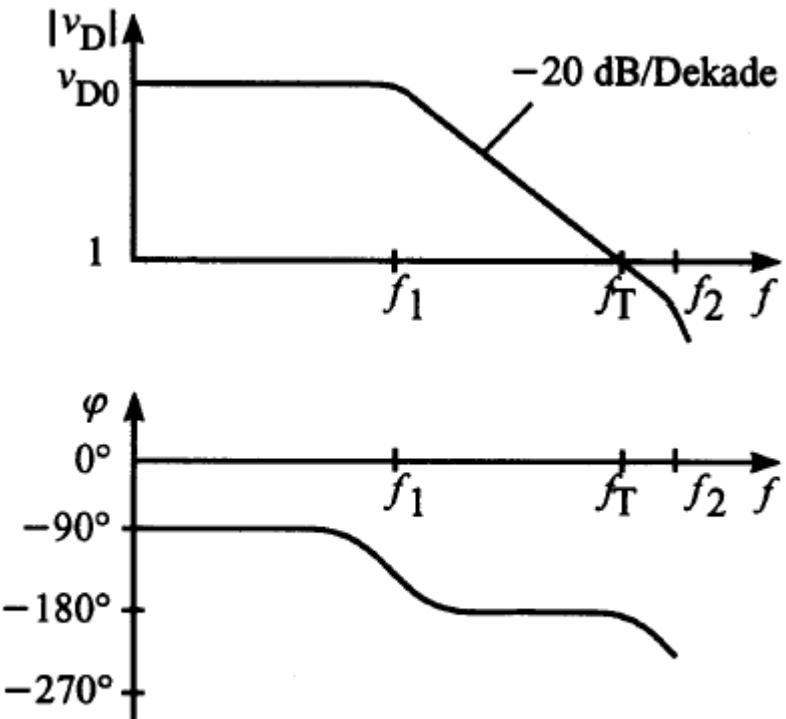


Abbildung 22: Bode-Diagramm eines OPV

Um die Z Diodenspannung nicht zu sehr zu belasten, entschieden wir uns für die nichtinvertierende Verstärkerschaltung, für uns nützlich war der hohe Innenwiderstand des OPVs vom nichtinvertierenden Eingang zur Masse.

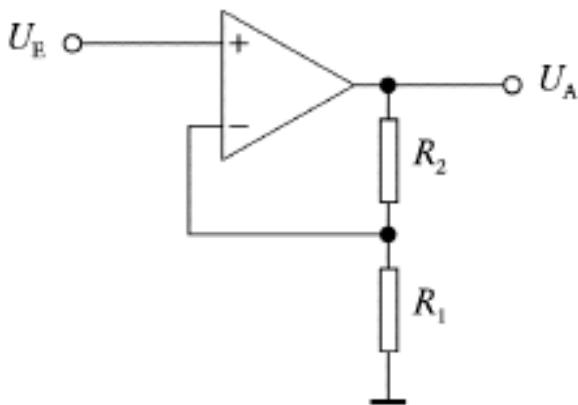


Abbildung 23: Nichtinvertierender Verstärker

Da wir am Ausgang eine unsymmetrische, positive Spannung ausgeben wollen, betreiben wir den OPV generell unsymmetrisch (unipolar) mit 12V, das vereinfacht auch insgesamt die Schaltung. Einziges Problem war jedoch der Gleichspannungsanteil im Eingangssignal, welchen wir benötigten um das Rauschsignal in den positiven Bereich zu verschieben. Dieses wird natürlich jedes Mal mitverstärkt (aufgrund der Tiefpasswirkung auch stärker als das Rauschen) und begrenzte die maximale Verstärkung in der ersten Stufe, da die Ausgangsspannung am OPV niemals seine Betriebsspannung übersteigen kann. Wir fügten nun eine 2. Verstärkerstufe hinzu, so dass die erste das Rauschen auf nur 0.2 V verstärken muss. Danach koppeln wir das Wechselsignal aus, versehen es erneut mit einem Gleichspannungsanteil und verstärken es weiter auf die gewünschten 10 Volt. Wieder mit einem nichtinvertierend betriebenen OPV.

Zwischen diesen beiden Stufen dient der Kondensator C3 als Tiefpass, indem dieser hochfrequente Anteile kurzschließt bzw. auf Masse zieht. Das Signal ist danach so niederfrequent, dass es annähernd dem gleichen Verstärkungsfaktor unterliegt wie der Gleichspannungsanteil. Somit ist eine erneute Signalverschiebung am Ausgang nicht notwendig.

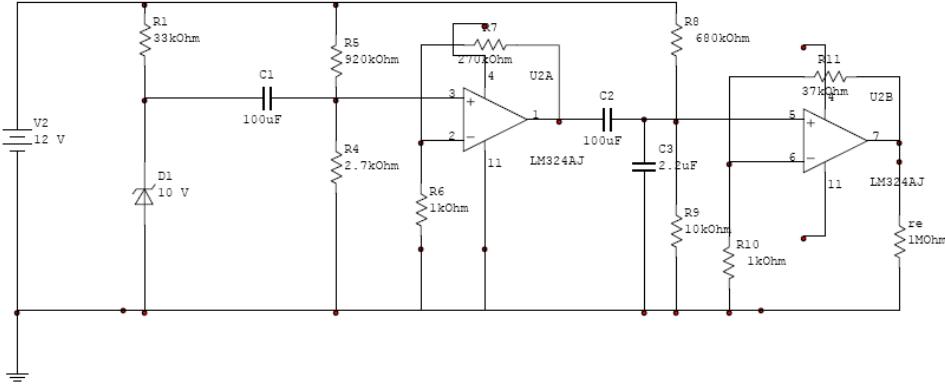


Abbildung 24: Schaltplan Rauschen

Kenngrößen

Bei unserer Schaltung ist eigentlich nur der Ausgangswiderstand, der aufgenommene Strom sowie die abfallende Leistung interessant. Der Ausgangswiderstand ist sehr klein, da zu dem ohnehin schon kleinem Ausgangswiderstand des OPVs noch R11 und R10 parallel geschaltet sind.

Fazit:

Insgesamt haben wir unsere Ziele erreicht, obwohl es häufig Probleme gab.

Die größten Probleme hatten wir bei der Rauschquellensuche. Es hat eine Weile gedauert bis wir eine Z Diode mit solch guten (eigentlich schlechten) Parametern gefunden hatten. Die Z Dioden mit $U_z < 8V$ und auch andere Halbleiter hatten derart niedrige Rauschspannungen, dass sich häufig das Eigenrauschen des OPVs LM 324 an seinem Ausgang stärker bemerkbar machte, als das der Rauschquelle selbst. Aber auch dieses war noch zu gering und man hätte weitaus mehr Verstärkerstufen benötigt. Das zweite Problem war der hochfrequente Charakter des Schrotrauschens. Der erste OPV verstärkte aufgrund seiner Tiefpasswirkung das Rauschsignal nur sehr schwach, den Gleichspannungsanteil hingegen stark.

2.2.2 Zufallsschaltung: Sample-and-Hold Schaltung

Teilnehmer: Eduard Kravcenko, Oliver Pabst

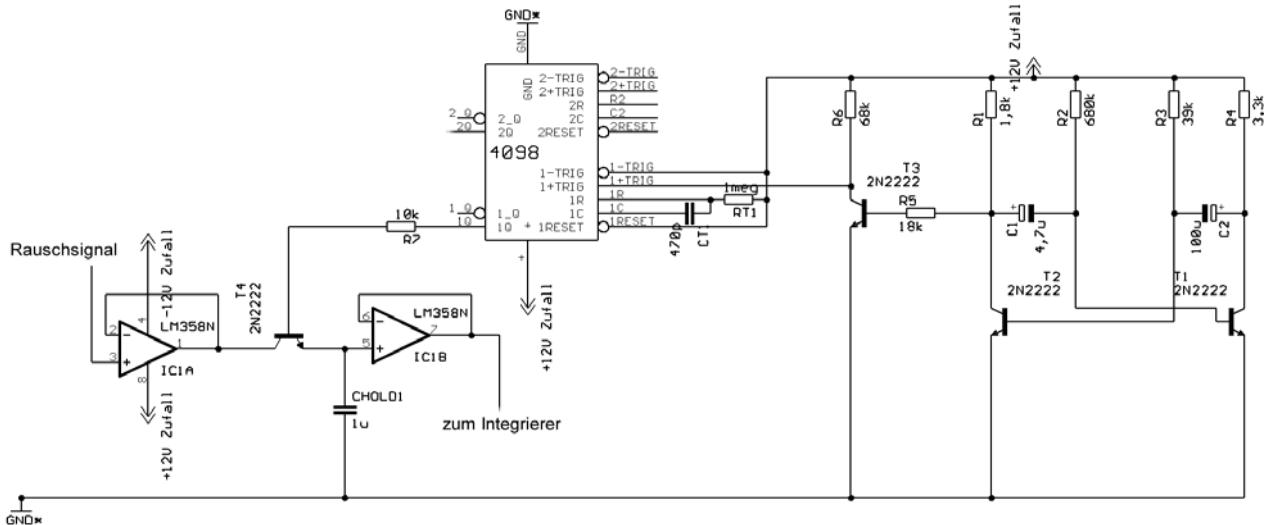


Abbildung 25: Schaltplan Sample & Hold

Die Schaltung erhält als Eingangssignal das Rauschen der Z-Diode und gibt als Ausgangssignal Rechteckspannungen an die Integrierer weiter.

Die eigentliche Sample-and-Hold-Schaltung besteht aus den beiden Operationsverstärkern (OPV) LM358N, einem Transistor als Schalter (T4) und dem Kondensator C_{Hold} . Das Eingangssignal liegt am nicht invertierenden Eingang des ersten Operationsverstärkers (OPV), der als Impedanzwandler geschaltet ist und somit das Signal zum Ausgang durchschaltet. Wenn der Transistor leitet, wird C_{Hold} auf den aktuellen Wert der Rauschspannung aufgeladen. Die Zeitkonstante beträgt $t_{\text{hold}} = R(\text{Ausgang}, \text{LM358}) * C_{\text{Hold}} = 100 \Omega * 1 \mu\text{F} = 20 \mu\text{s}$. Der zweite OP-Verstärker ist ebenfalls als Impedanzwandler geschaltet und liefert an seinem Ausgang den Spannungswert, auf den C_{Hold} aufgeladen ist ohne den Kondensator zu entladen (im Fall des idealen OPV).

Damit der Ausgang der Schaltung nicht permanent dem Rauschsignal folgt, muss der Transistor die Verbindung zwischen beiden OPVs trennen, sobald Chold aufgeladen ist. Die Schaltung muss also so getaktet sein, dass T4 alle drei Sekunden für $t = 5 * t_{\text{hold}} = 0,5 \text{ ms}$ leitend ist, damit sich der Sample & Hold Teil der Schaltung zu bestimmten Zeiten ein Signal aus dem Rauschen herausgreift und diesen Spannungswert so lange hält, bis ein neuer Spannungswert herausgegriffen wird.

Dazu wurde ein gewöhnlicher Flipflop verwendet, der über einen Transistor als Schalter und einen Monoflop (CMOS 4098) den Transistor T4 steuert.

Elektrisch gesehen ist der Flipflop ein astabiler Multivibrator. Er kann den einmal erreichten Zustand nicht beibehalten, sondern kippt nach einer gewissen Zeit in einen anderen. Dies ist genau, was wir von einem Taktgeber verlangen. Die eigentlichen Schaltzustände werden durch die beiden Transistoren erreicht. Diese werden durch ihre jeweilige Basis über einen Basiswiderstand wechselseitig angesteuert. Durch einen der übrigen beiden Widerstände wird der (Elektrolyt-)Kondensator jeweils einer Seite solange aufgeladen, bis die

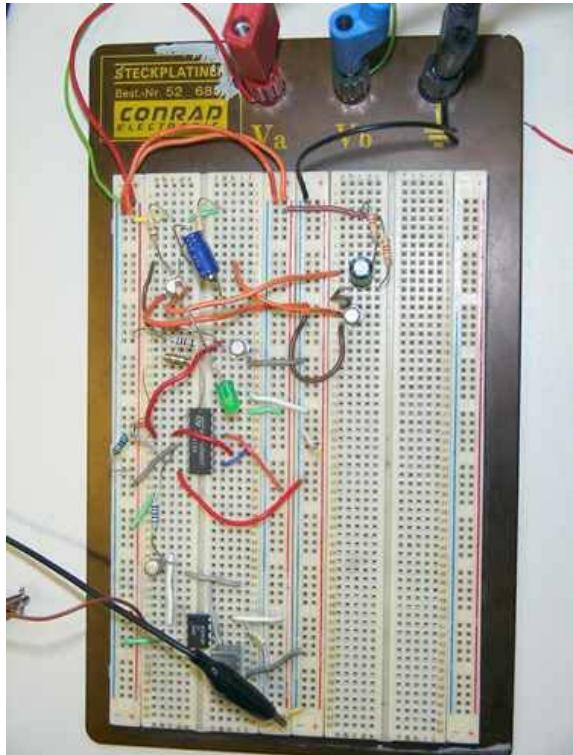


Abbildung 26: Testaufbau der Sample&Hold-Schaltung

Spannung zum Auslösen am Transistor reicht. Dieser schaltet dann nicht nur die jeweilige Lampe ein, sondern sorgt auch ab jetzt für die Aufladung des anderen (Elektrolyt-)Kondensators und bereitet damit seine eigene Abschaltung vor.

Es wird die Spannung über C1 abgegriffen, die alle drei Sekunden ($\tau = C1 * R2 = 3 \text{ s}$) eine absteigende Flanke liefert. Es wurde die absteigende Flanke gewählt, da sich beim Simulieren das Problem ergab, dass die Schaltung nicht sauber genug schaltete. Zur Stabilisierung wurde ein Transistor als Schalter (T3) hinter den Flipflop geschaltet, wegen der invertierenden Eigenschaft des Schalters musste die negative Spannungsflanke verwendet werden.

Die Einschaltdauer von 0,5 ms war allein mit dem Flipflop und nachgeschaltetem Transistor noch nicht zu realisieren, da die Spannungswerte an den Kondensatoren bei derart kurzen Impulsen sehr niedrig waren. Deshalb wurde noch ein Monoflop (CMOS 4098) in Reihe zum Schalter geschaltet. Dieses Bauteil erzeugt einen Rechteckimpuls, wenn am Eingang eine aufsteigende Flanke anliegt. Die Dauer des Rechteckimpulses wird über ein RC-Glied (R_{t1}, C_{t1}) mit $\tau = R_{t1} * C_{t1} = 0,5 \text{ ms}$ eingestellt. Diese Maßnahmen ergaben schließlich ein sauberes Taktsignal an T4.

Beim Aufbau der Schaltung ergab sich das Problem, dass der Monoflop nicht korrekt schaltete. Grund hierfür war, dass der Schalter T3 keine ausreichend steile Flanke lieferte, um die geforderte Rise-Time des Bauteils einzuhalten. Also musste der Widerstand R6 von den ursprünglich geplanten 30kOhm auf 10k verringert werden, damit die Ladung schnell genug aus der Basis von T3 abfließt.

Die Schaltung liefert also Rechteckspannungen, die alle drei Sekunden einen anderen Wert annehmen, der von den Integriern weiter verarbeitet wird.

Die Schaltung existiert in dreifacher Ausführung, um die drei Farbkanäle steuern zu können.

Kenngrößen der Teilschaltung

Eingangs- und Ausgangswiderstand sind jeweils Ein- bzw. Ausgang eines Operationsverstärkers.

2.2.3 Zufallsschaltung: Integrierer

Teilnehmer: Andrea & Jan

Unsere Aufgabe bestand darin, eine Schaltung zu entwickeln, die das Ausgangssignal aus der Sample&Hold-Schaltung so verändert, dass keine sprunghaften Veränderungen am Ausgang erfolgen, d.h. langsame Farbübergänge erzeugt werden. Des Weiteren soll die Ausgangsspannung den vereinbarten Werten (Schnittstellentermin: 0-6V Signalspannung) entsprechen, bzw. ohne großen Aufwand angepasst werden können.

Erste Überlegungen führten uns zum Integrierer, aufgebaut mit einem Operationsverstärker mit entsprechender Beschaltung (Widerstand und Kondensator).

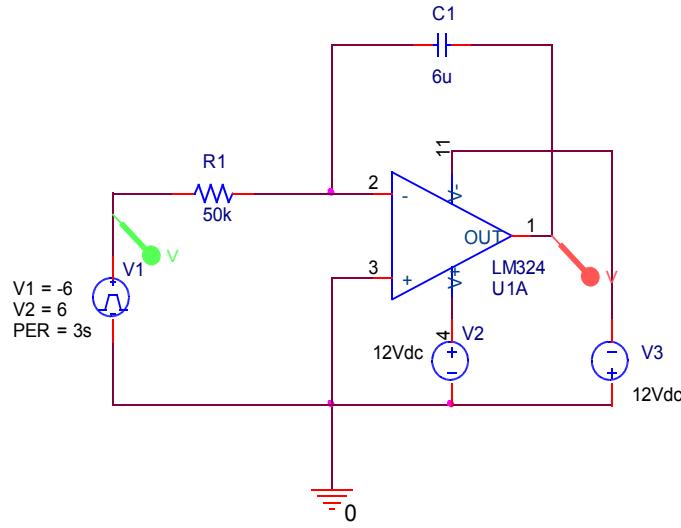


Abbildung 27: Grundschaltung Integrierer

Die Grundschaltung des Integrators ist der invertierende Verstärker. Der Rückkopplungswiderstand ist durch einen Kondensator ersetzt. Dadurch bekommt die Schaltung einen zeitabhängigen Faktor. Der Operationsverstärker versucht durch erhöhen der Spannung U_A , den Kondensator C mit Konstantstrom zu laden, bis die maximale Ausgangsspannung erreicht ist.

Der Kondensator C lädt sich über den Widerstand R_E mit Konstantstrom I_C auf. Dabei steigt die Ausgangsspannung U_A an. Wechselt die Eingangsspannung die Polarität, entlädt sich der Kondensator wieder. Die Ausgangsspannung U_A sinkt. Die Eingangsspannung U_E fällt über den Eingangswiderstand R_E ab (invertierender Eingang = virtueller Nullpunkt).

Ein Integrierer wandelt ein Rechtecksignal in eine Dreieckspannung um (reine Funktion des Integrierens). Die Zeit τ , bis zu der der Kondensator aufgeladen ist, errechnet sich aus dem Widerstandswert R und dem Kondensatorwert C. Bei unseren Anforderungen sollte $\tau > T$ (T : Periodendauer des Eingangssignals) sein, um eine möglichst gerade Kurvenform und nicht die gekrümmte Kondensatorladekurve zu erhalten.

Beispiel eines Aufbaus, bei dem der Charakter der Ladekurve (leider) gut zu erkennen ist:

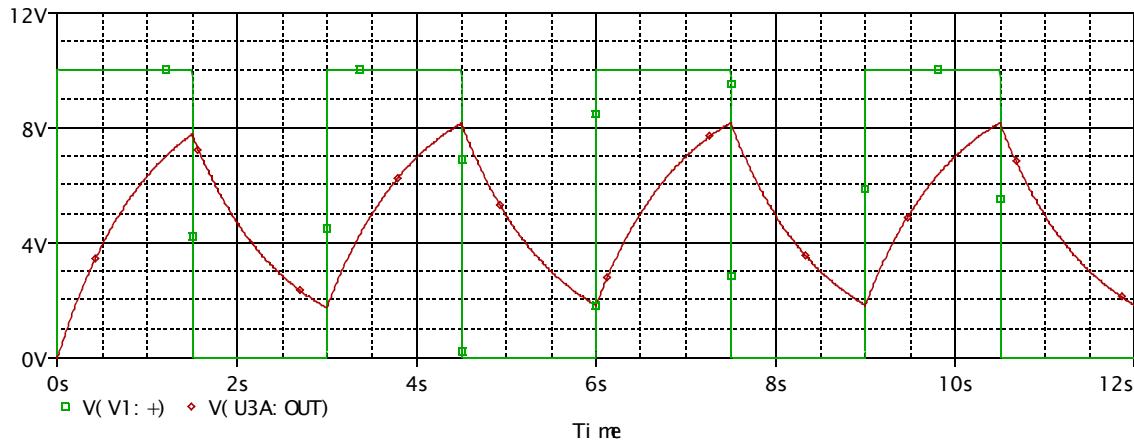


Abbildung 28: Kondensatorladekurve am Integrierer

Durch entsprechende Dimensionierung der Schaltung konnte eine recht konstante Steigung erreicht werden:

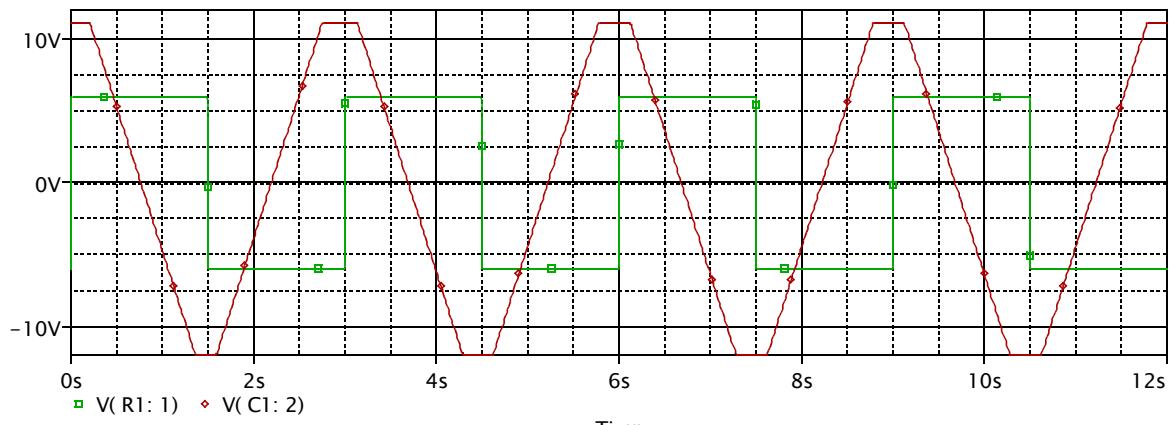


Abbildung 29: Konstante Steigung im Ausgangssignal des Integrierers

Die zweite Überlegung lag darin, das Ausgangssignal des Integrierers mit einem weiteren OP zu verstärken und somit an die Vorgaben (Spannungshöhe 0-6 V) anzupassen:

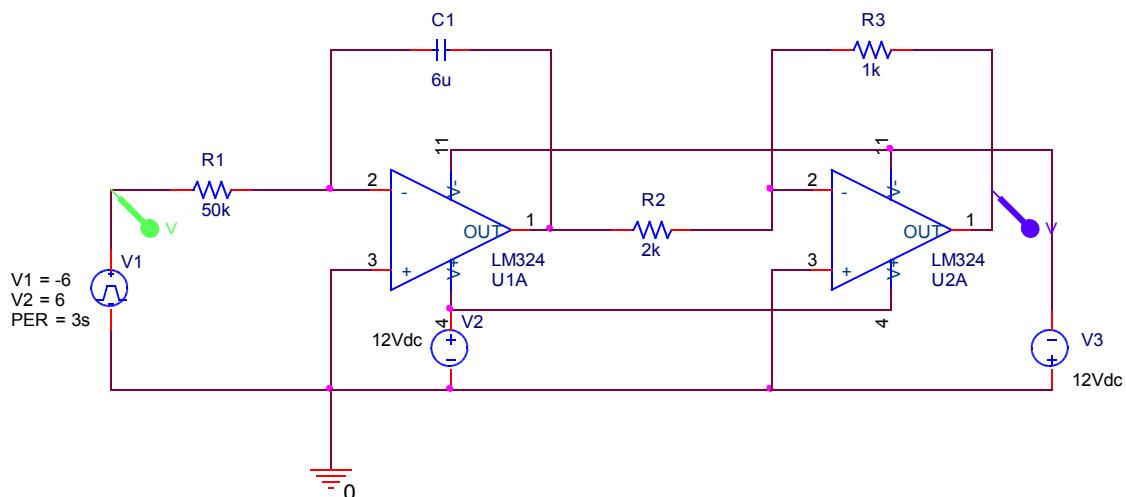


Abbildung 30: Integrierer mit Verstärker

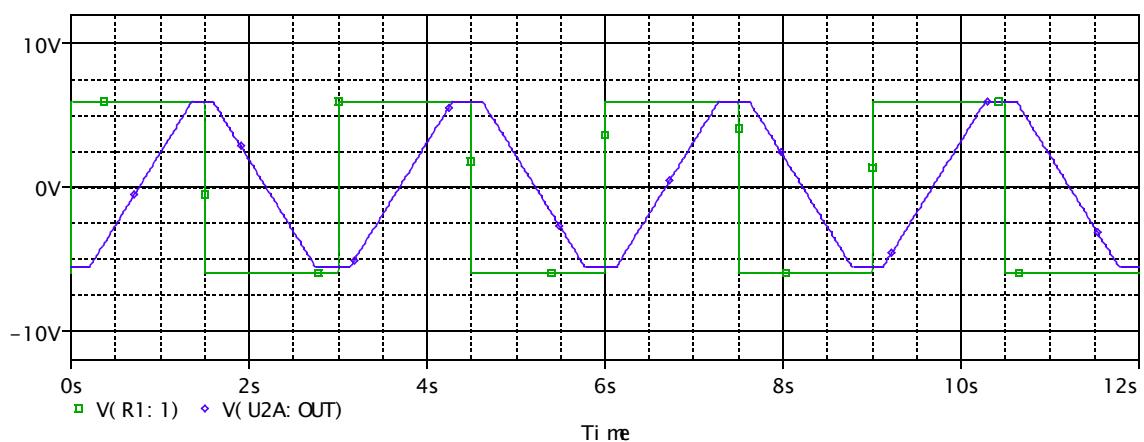


Abbildung 31: Verstärktes bzw. gedämpftes Ausgangssignal des Integrierers

Problematisch an dieser Stelle war, dass entgegen unseren ersten Annahmen das Ausgangssignal der Sample&Hold-Schaltung, also unser Eingangssignal, zwischen +10V und 0V schwankte und nicht zwischen +5V und -5V. Als negative Folge erzeugte unsere Schaltung auch bei einem negativen Sprung des Eingangssignals (z.B. von +6V zu +3V) eine steigende Kurve, da immer noch ein positives Potenzial anlag.

Am folgenden Kurvenverlauf kann man erkennen, dass unser Ausgangssignal selbst bei 0V Eingangsspannung nicht absinkt, sondern konstant bleibt, um bei der nächsten positiven Eingangsspannung weiter anzusteigen, bis die Sättigung erreicht ist.

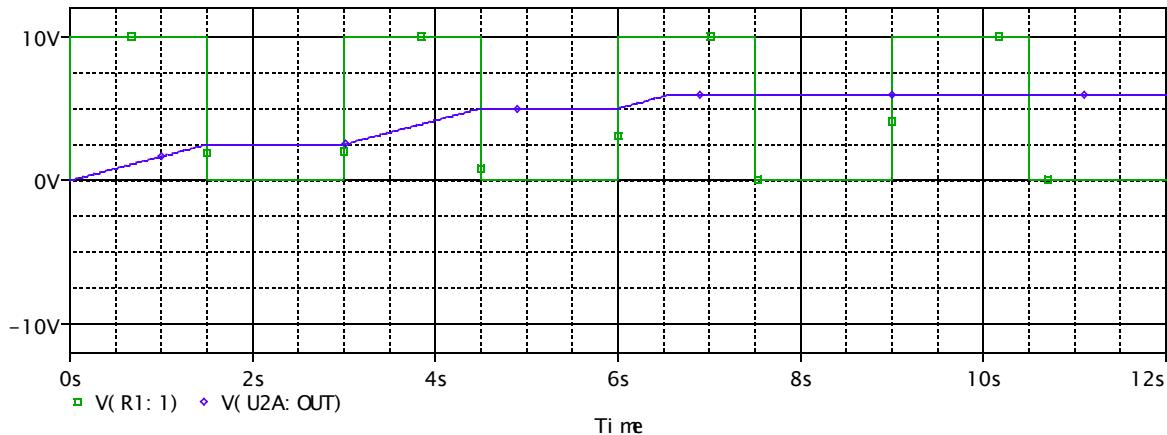
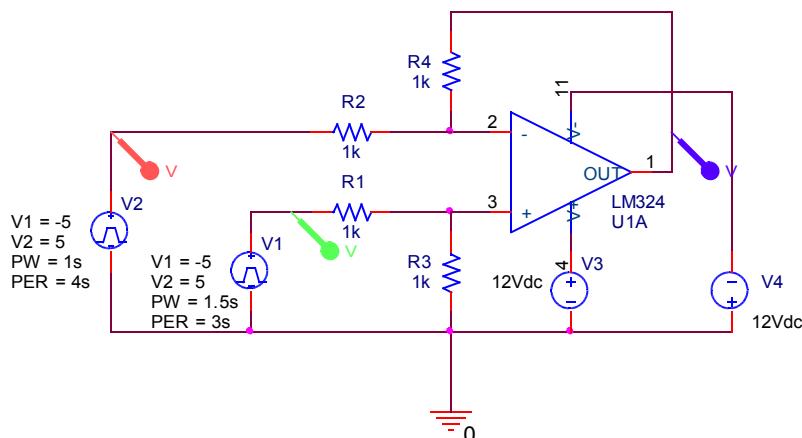


Abbildung 32: Problem bei der Umsetzung des Eingangssignals

Ein „Vergleich“ der Eingangsspannung mit 0V schien hier also nicht die richtige Lösung zu sein. Schaltungstechnisch musste also eine Möglichkeit gefunden werden, das Eingangssignal nicht mit 0V sondern mit dem aktuellen Ausgangssignal des Integrierers zu vergleichen. Würde das Eingangssignal aus der Sample&Hold-Schaltung also niedriger als das bisherige Ausgangssignal sein, würden wir am Ausgang eine negative Steigung erhalten.

Um diesen Vergleich zwischen unserer integrierten Ausgangsspannung und dem „neuen“ Eingangssignal zu ermöglichen, wählten wir eine Subtrahierschaltung.



Bei dieser OP-Grundschatzung verschaltet man einen Operationsverstärker wie einen invertierenden und einen nichtinvertierenden Verstärker (Benutzung beider Eingänge). Sofern beide Eingänge mit einem gleichen Spannungsteiler beschaltet sind, erhält man als Ausgangssignal die entsprechend verstärkte oder gedämpfte Differenz der beiden Eingangsspannungen.

Abbildung 33: Subtrahierschaltung

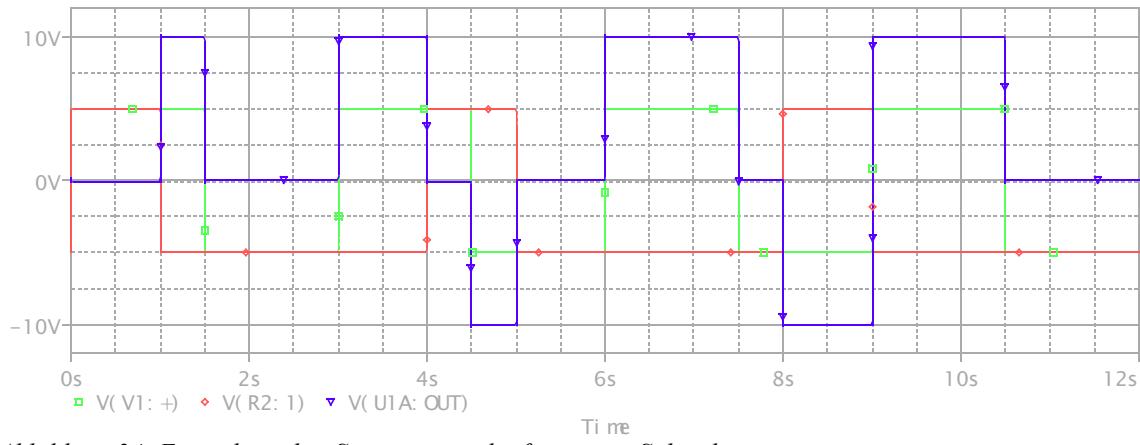


Abbildung 34: Exemplarischer Spannungsverlauf an einem Subtrahierer

Das Ausgangssignal unseres Integrierers, bzw. des nachfolgenden Verstärkers könnte also auf den einen Eingang des Subtrahierers rückgekoppelt werden, während der andere Eingang mit dem Eingangssignal beschaltet wird. Dadurch würde der von uns gewünschte Bezug des Eingangssignals zur momentanen Ausgangsspannung ergeben.

Folgende Möglichkeiten ergeben sich:

1. Rückgekoppeltes Ausgangssignal und Eingangssignal sind gleich:
 $U_e - U_a = 0$, d.h. das Ausgangssignal bleibt unverändert, da „nichts“ integriert wird.
2. Rückgekoppeltes Ausgangssignal ist größer als das Eingangssignal:
 $U_e - U_a = -$, d.h. der Integrierer erhält ein entsprechend negatives Signal, die Ausgangsspannung am Ausgang sinkt.
3. Rückgekoppeltes Ausgangssignal ist kleiner als das Eingangssignal:
 $U_e - U_a = +$, d.h. der Integrierer erhält ein entsprechend positives Signal, die Ausgangsspannung am Ausgang steigt.

Die komplette Schaltung nach bisherigem Stand stellt sich wie folgt dar:

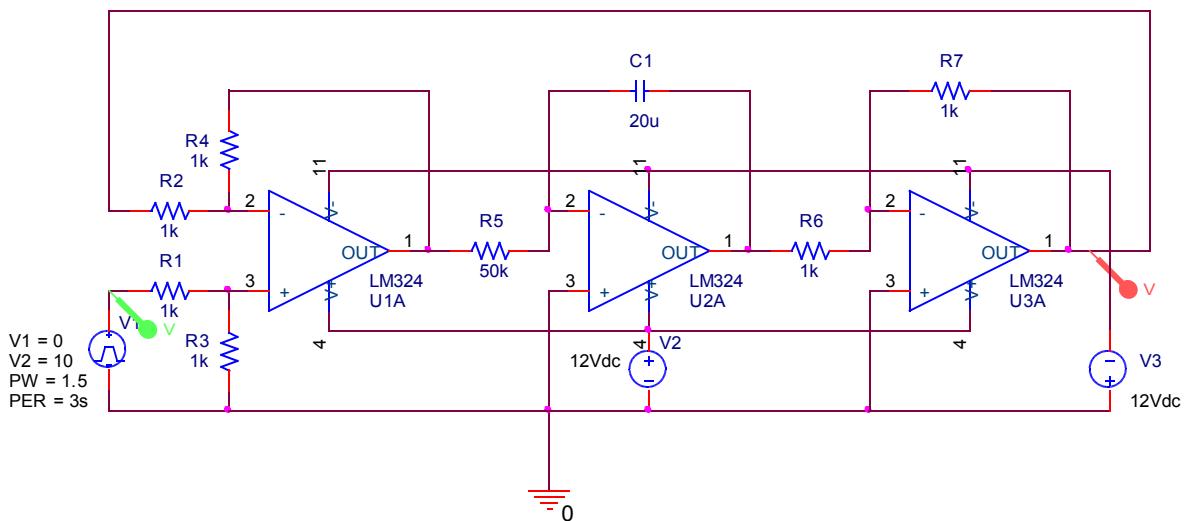


Abbildung 35: Integrierer mit Verstärker und Subtrahierer

Am Ausgang dieser Schaltung zeigte sich ein Ausgangssignal, welches unseren Anforderungen nicht in vollem Umfang entsprach, da wir bei hohen Spannungssprüngen am Eingang nicht die ganze Spannungsweite von 6V nutzen konnten. Wie man an den folgenden Spannungsverläufen sehen kann, erreichte unsere Schaltung zu keinem Zeitpunkt und trotz der hohen Zeitkonstante 0V.

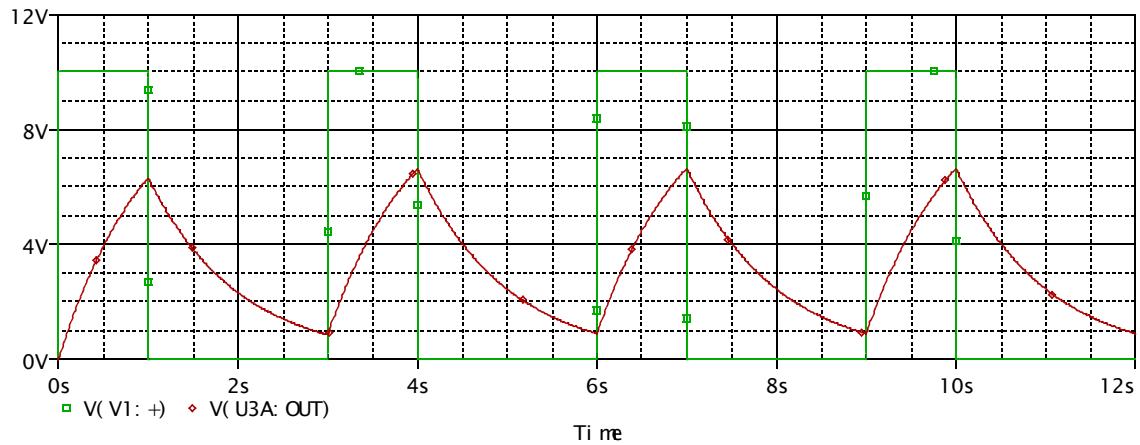


Abbildung 36: Ausgangssignal der Integriererschaltung mit Subtrahierer

Verschiedene neue Bemessungen der Beschaltung von Subtrahierer, Integrierer und Verstärker ergaben zuerst keine erheblichen Verbesserungen. Es zeigte sich jedoch, dass bei entsprechender Beschaltung eine Lösung mit nur zwei OPs möglich erschien. Die Verstärkerstufe konnte hier eingespart werden.

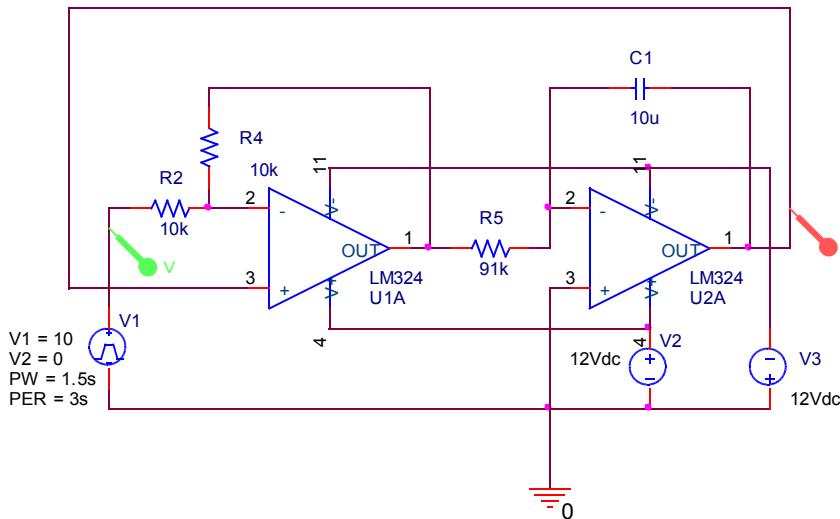


Abbildung 37: Integriererschaltung ohne zusätzliche Verstärkerstufe

Wobei auch hier wieder eine unerwünschte Kondensatorkurvenform gemessen werden konnte.

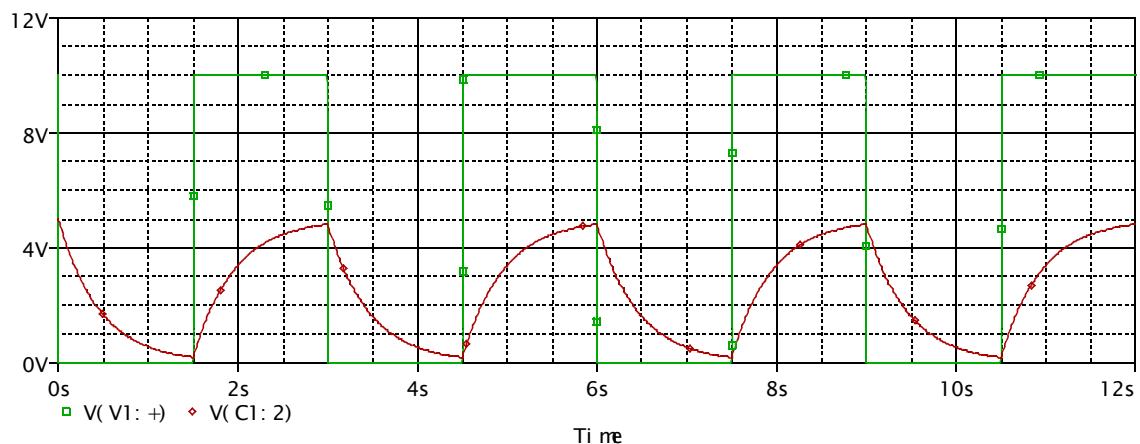


Abbildung 38: Ausgangssignal mit deutlicher Kondensatorkladekurve

Um das Ausgangssignal weiter zu optimieren, haben wir weiter mit verschiedenen Bauteilekombinationen experimentiert, insbesondere mit den beiden Spannungsteilern am Subtrahierer und der Beschaltung des Integrierers, und wieder eine dritte Verstärkerstufe eingebaut. Die Verstärkung, bzw. die Dämpfung erfolgt in der entgültigen Schaltung über einen Spannungsteiler, der über einen als Impedanzwandler geschalteten OP lastunabhängiger wird.

Entgültiger Schaltungsentwurf

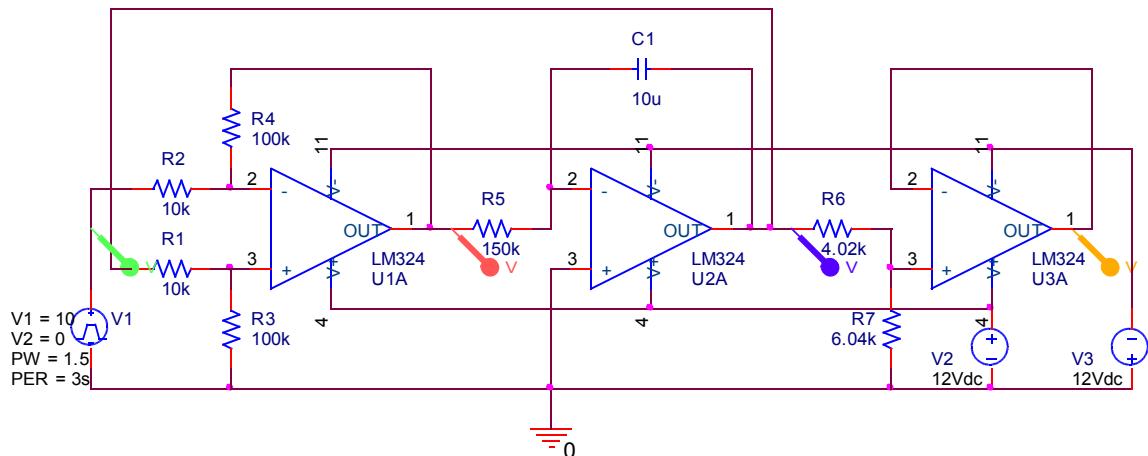


Abbildung 39: Endgültiger Schaltungsentwurf der Integriererschaltung

Unser Eingangssignal kommt hier noch von einem Rechteckgenerator, der einen entsprechenden Spannungsverlauf (Spannungsweite: 0V - +10V, Periodendauer: ca. 3s) ausgibt.

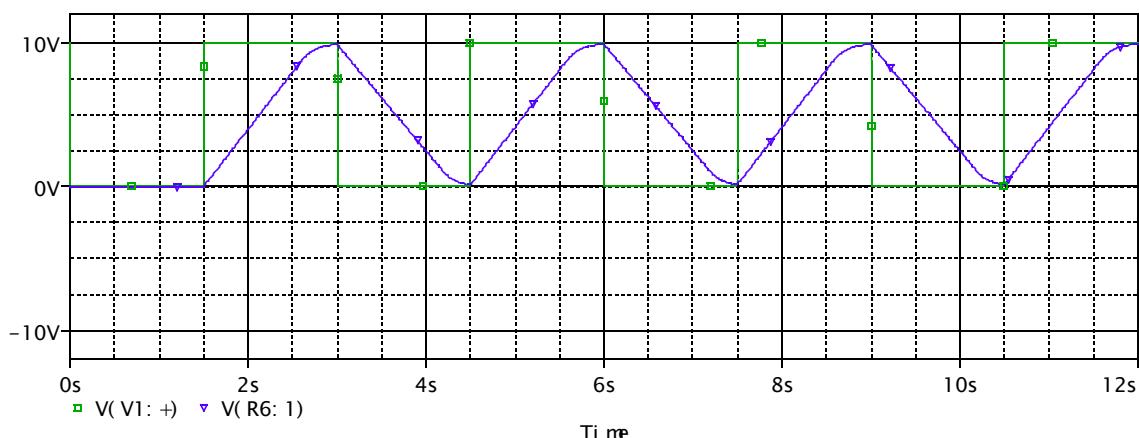


Abbildung 40: Signal nach dem 2. OP (Integrator)

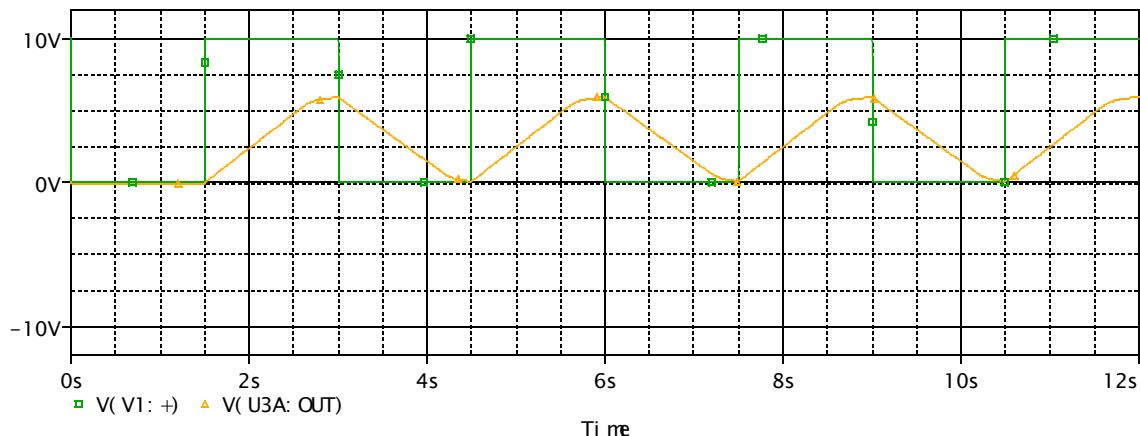


Abbildung 41: Signal nach dem 3. OP (Ausgangssignal)

2.2.4 Zufallsschaltung: Layout und fertige Platine

Nachdem die gesamte Schaltung dimensioniert war und unsere Testschaltung befriedigende Ergebnisse zu Tage brachte machten wir uns an das Layout der Platine. Dieses hat sich als sehr zeitraubend ergeben, denn alle Leiterbahnen wurden per Hand gelegt und es wurde darauf geachtet, dass es zu keinen Durchkontaktierungen kommt. Bei der Ausarbeitung des Layouts wurde die Idee verworfen die Relais, welche zum manuellen Schalter gehören auf der ohnehin schon volle Platine anzubringen.

Anschließend wurde die Platine geätzt und gebohrt.

Das darauf folgende Bestücken wurde, durch Akkordlöten, innerhalb eines Termins vollbracht.



Abbildung 42: Die Zufallsplatine im Entwickler

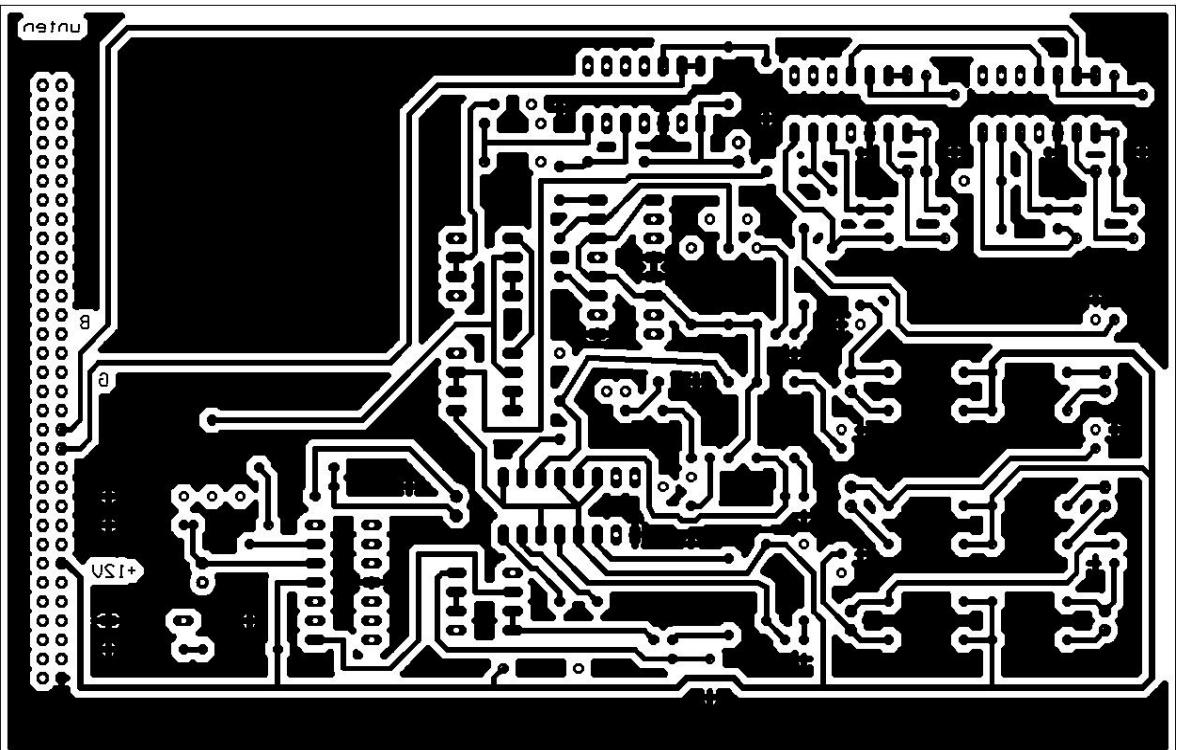


Abbildung 44: Layout der Zufallsschaltung (Unterseite)

Ein Bestückungsplan der kompletten Zufallsschaltung ist im Anhang zu finden.

2.2.5 Manuelle Farbwahl

Teilgruppenmitglieder: Falk Kempe, Tilman Ziegler, Tino Brast

Allgemeine Aufgabenbeschreibung

Unsere Teilgruppe hatte die Aufgabe, eine Möglichkeit zu finden, dem Disco-Pixel eine Schaltung zu geben, welche es dem Benutzer ermöglicht, manuell alle Farben die man aus dem RGB-System erhalten kann selbst auszuwählen. Nun haben wir uns viele Gedanken darüber gemacht wie wir jenes Realisieren könnten und sind zum Entschluss gekommen, dass wir gerne einen Drehknopf (Poti) hätten, an dem wir durch drehen stufenlos zwischen allen Farben wählen können. Da man mit einem Drehregler nicht drei Farben gleichzeitig mischen kann, haben wir uns dafür entschieden immer nur zwei Farben zu mischen, also Rot-Blau, Blau-Grün und Grün-Rot.

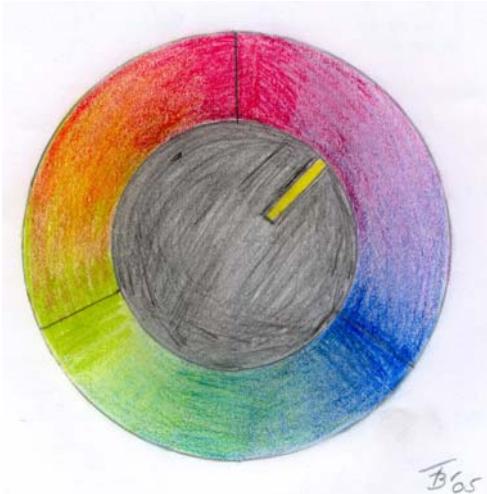


Abbildung 45: Manueller Farbregler

So haben wir uns etwa unseren manuellen Regler zu Beginn unseres Projektes vorgestellt und haben uns auch danach gerichtet.

Jetzt werden sich einige Leute fragen, warum wir nicht einfach drei Wahlhebel (also pro Farbe einen) entwickelt haben, um so alle möglichen Farbkombinationen auszuschöpfen.

Naja, da wir ein ganzes Semester Zeit für die Aufgabe hatten, wollten wir jenes auch sinnvoll nutzen und ein komplexeres Problem lösen!

Unsere erste Aufgabe hatten wir also schon visualisiert und die zweite Aufgabe (den Wahlschalter, welcher es dem Benutzer ermöglicht, zwischen allen Kategorien frei zu wählen) haben wir eigenmächtig zurückgestellt, da wir jenes für eine schnell lösbarer Aufgabe hielten.

Theorie der manuellen Schaltung

Also wir haben uns überlegt, dass man eine Möglichkeit finden muss, in Abhängigkeit von der Frequenz die Spannung der jeweiligen Farbe zu schalten, dazu hier eine kleines Bild zum Verständnis.

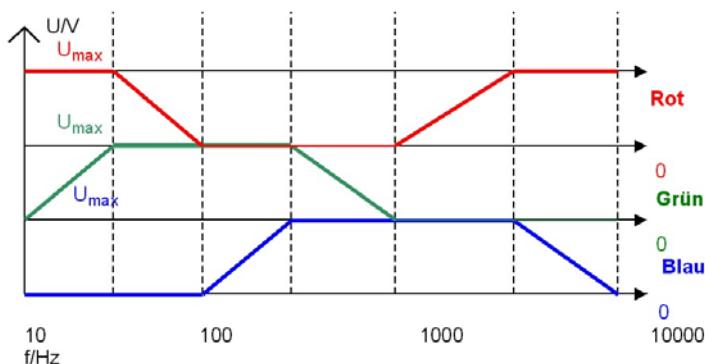


Abbildung 46: Spannungsverläufe zur Farbregelung

Das ist das Ergebnis, welches wir uns vorgenommen hatten. Man erkennt, dass die LEDs Grün und Blau durch zwei Bandpässe (Reihenschaltung von einem Hoch- und einem Tiefpass) gesteuert werden können. Und nach einer kurzen Recherche im Internet sind wir darauf gestoßen, dass wir für Rot eine Bandsperre (jenes ist eine Parallelschaltung eines Hoch- und eines Tiefpasses) benötigen und um jenen Hoch- und Tiefpass zu einer Spannung zusammen zu fassen, setzen wir einfach noch einen Addierer dahinter. Ich muss dazu sagen, dass wir lange rumgerechnet haben um herauszufinden wie die Bauteile zu dimensionieren sind, da wir nicht auf eine praktikable Rechnung für die Bandpässe gekommen sind (da hörte einfach unser

mathematisches Verständnis auf), bis unser Gruppenleiter Dirk uns gesagt hat, dass wir einfach ein paar Operationsverstärker in Form von Impedanzwandlern zwischen und vor unsere Bandpässe und Bandsperre setzen sollen, da jenes zwei Vorteile hat:

1. Die Impedanzwandler liefern allen Hoch- und Tiefpässen die gleiche Spannung von 12 V
2. ...somit beeinflussen sich die Hoch- und Tiefpässe sich nicht gegenseitig, welches es uns ermöglicht jene einzeln zu berechnen

Das geht mit der Gleichung: $f_{grenz} = \frac{1}{2\pi RC}$

Dabei nimmt man sich einen Wert für R (Widerstand) oder C (Kondensator) und berechnet dann mit dieser Gleichung den anderen Wert und so dimensioniert man das ganze. Dann haben wir das ganze in PSpice simuliert und nach einigen Korrekturen folgendes, unserem gewünschtem Ergebnis sehr ähnnelndes Resultat erhalten.

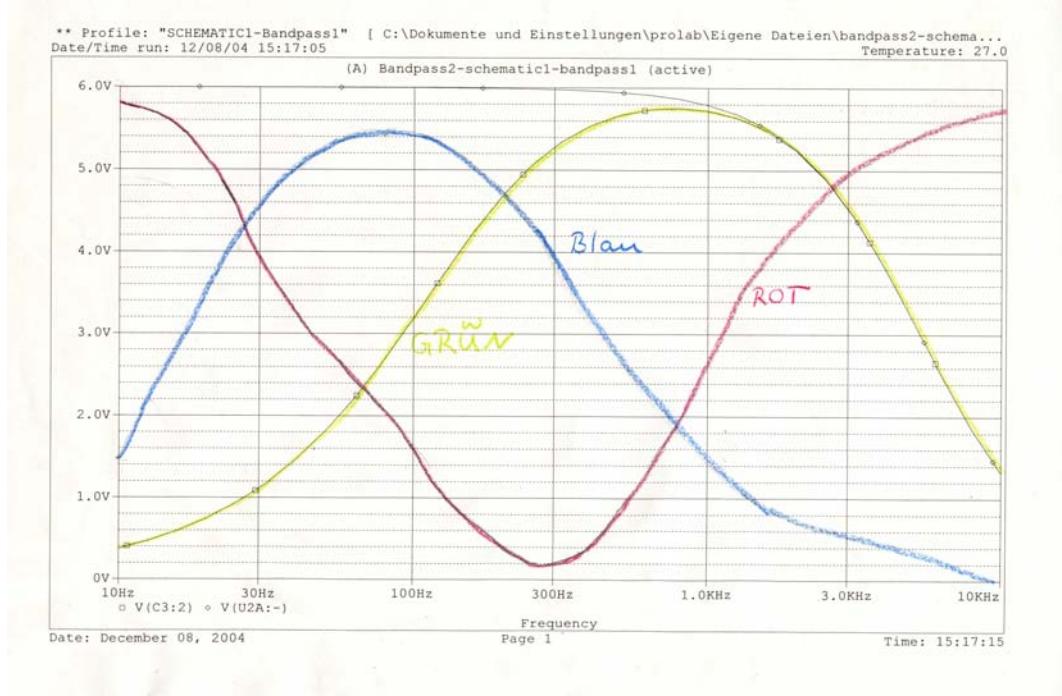


Abbildung 47: Simulation manueller Farbregler

Hier zu sehen ist das Simulationsergebnis des Frequenzganges von der Bandsperre und den beiden Bandpässen, wenn man sie übereinander legen würde.

Nun brauchten wir nur noch eine Schaltung, welche uns die gewünschte Wahlmöglichkeit der Frequenzen lieferte. Nun ja, wir wussten dass wir einen Frequenzgenerator benötigen, nur hatte leider keiner eine Ahnung wie so etwas funktioniert. Schließlich haben wir uns für einen Wien-Brücken-Oszillator entschieden.

Jetzt waren wir unserem Ziel schon erstaunlich nahe gekommen. Natürlich benötigen die LEDs eine Gleichspannung und da wir nicht die benötigten 6V erreicht haben, benötigten wir auch noch eine Verstärkung. Also haben wir hinter die Bandpässe und Bandsperre einen einfachen Gleichrichter und ein Verstärkerstufe geschalten, welche das Signal auch gleich entkoppelt.

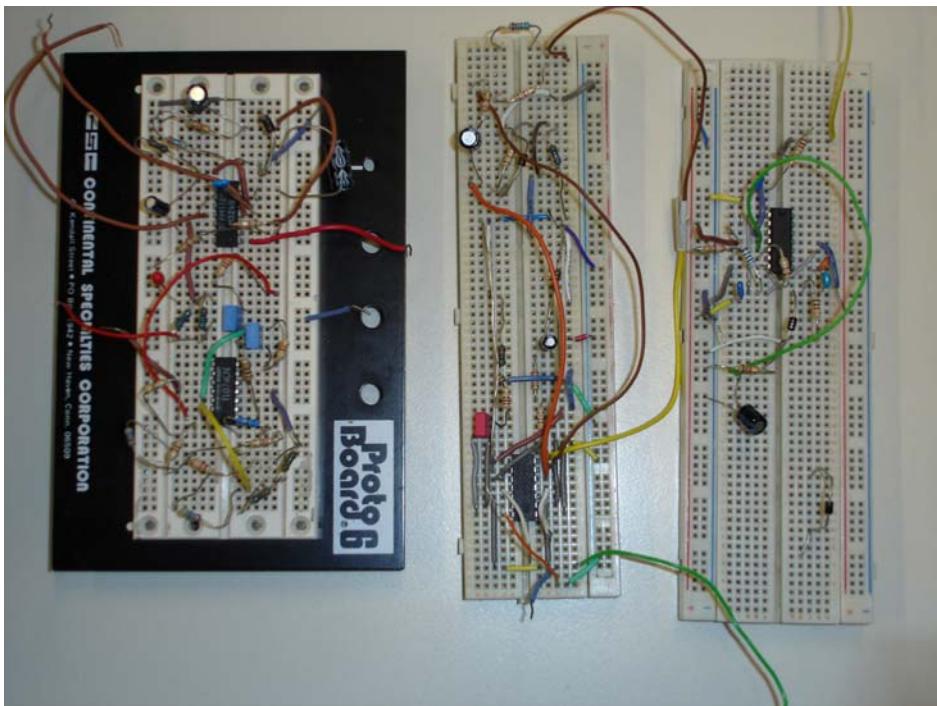


Abbildung 48: Testaufbau manueller Farbregler

Links:

Der Frequenzgenerator und der 1. Bandpass mit der Gleichrichter- und Verstärkerstufe.

Mitte:

Die Bandsperre mit der Gleichrichter- und Verstärkerstufe.

Rechts:

Der 2.Bandpass mit der Gleichrichter- und Verstärkerstufe.

Unsere Schaltung stand also fest, nun mussten wir nur alles auf eine Platine bringen und die benötigten Bauelemente einlöten. Dazu haben wir mit EAGLE ein Platinenlayout erstellt und jenes auf ein milchige Folie, zum belichten der Platine, gedruckt. Dann besorgten wir uns die Bauteile, welche noch nicht im Labor zu finden waren bei Segor und Conrad, und das ganze haben wir auf die fertige Platine gebracht. Beim testen fiel uns auf, dass es noch einige Probleme mit der Dimensionierung gab, da der Frequenzgenerator nicht ganz funktioniert hat. Aber nach einigen Stunden im Labor und einem Tipp von unserem Gruppenleiter, haben wir die Angelegenheit auch in den Griff bekommen. Nun war unsere Schaltung pünktlich zum Stöpseltermin fertig und wir waren auf die Ergebnisse der anderen Gruppen gespannt.

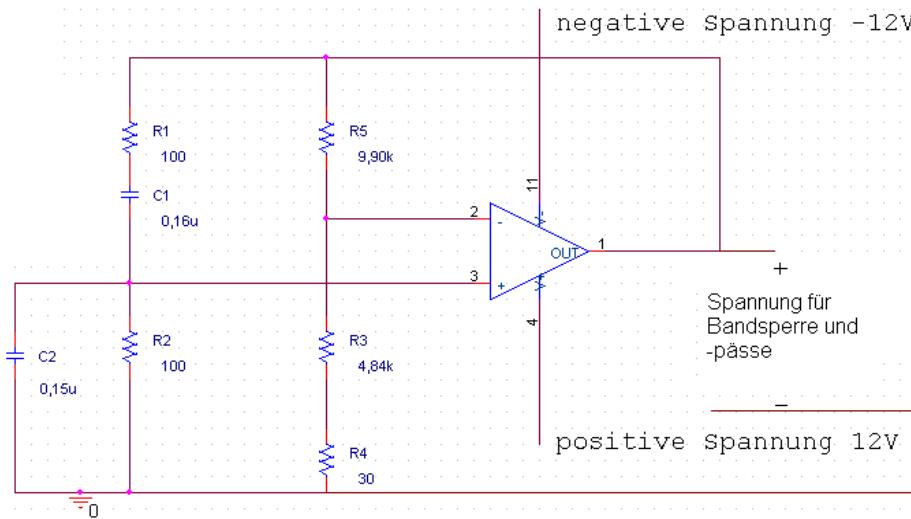


Abbildung 49: Aufbau und Dimensionierung des Frequenzgenerators

Frequenzgenerator

Der Frequenzgenerator (FG) liefert eine Sinusspannung dessen Frequenz durch die Dimensionierung der Widerstände R1 und R2 eingestellt wird. Bei der Frequenzwahl gilt: Die Widerstände R1 und R2 müssen immer den gleichen Wert haben, je größer diese Widerstände sind desto größer ist auch die Frequenz. Wir haben in unserer Schaltung R1 und R2 durch einen Stereopoti ersetzt, welcher zwei Widerstände gleichermaßen ändert (in unserem Fall von 100Ω - $100k\Omega$). Somit können wir die Frequenz der Sinusspannung nach unserem Wunsch verändern. Der Vorteil dieses FG ist, dass er nur die $\pm 12V$ Betriebsspannung des Operationsverstärkers benötigt um eine Sinusspannung zu generieren.

Kurz zur Funktionsweise: Der Ausgang des OPVs wird auf den nichtinvertierenden Eingang rückgekoppelt. Es handelt sich also um eine Mitkopplung. Zwei Bedingungen sind zu erfüllen, um den OPV zum Schwingen zu bekommen:

Die Phasenbedingung besagt, dass die Addierung der Phasen von Eingangs- und Ausgangsignal 0° bzw. Vielfache von 360° ergeben. Die Wienbrücke ($(C + R) + (C||R)$) lässt deswegen nur eine bestimmte Frequenz durch: die gewünschte zu erzeugende Sinusspannung.

Wichtig: bei der Wienbrücke ist, das $R_1 = R_2 = R$ und $C_1 = C_2 = C$ exakt erfüllt ist! Ansonsten ergeben sich destruktive Phasenverschiebungen und keine verwertbaren Ergebnisse.

Durch eine Mitkopplung wird der Verstärkungsfaktor eines OPVs vergrößert. Die neue Verstärkung ergibt sich so: $v' = v / (1 - v \cdot k)$, wobei der k der Rückkopplungsfaktor ist (Verhältnis rückgekoppelter Anteil der Ausgangsgröße zur Ausganggröße) und v die Leerlaufverstärkung des OPVs. Beim Wienbrücken Generator ist dieser Faktor 0,33. Der Verstärkungsfaktor erreicht also sein Maximum bei $v \cdot k$. Dies ist natürlich ein in der Praxis schlecht berechenbares Verhalten (die Formel ergibt rein rechnerisch ja unendlich), man wählt also $k \cdot v$ leicht größer als 1.

Die Amplitudenbedingung besagt also, dass $k \cdot v = 1$.

Die Wienbrücke stellt die Frequenz ein; man erhält nach Bestimmen des komplexen Widerstands und Ersetzen der $R \cdot C$'s durch $1/(2 \cdot \pi \cdot f)$ plus Umstellen: $f = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)$, was bei einem OPV mit guter Qualität auch wirklich sinusförmig ist.

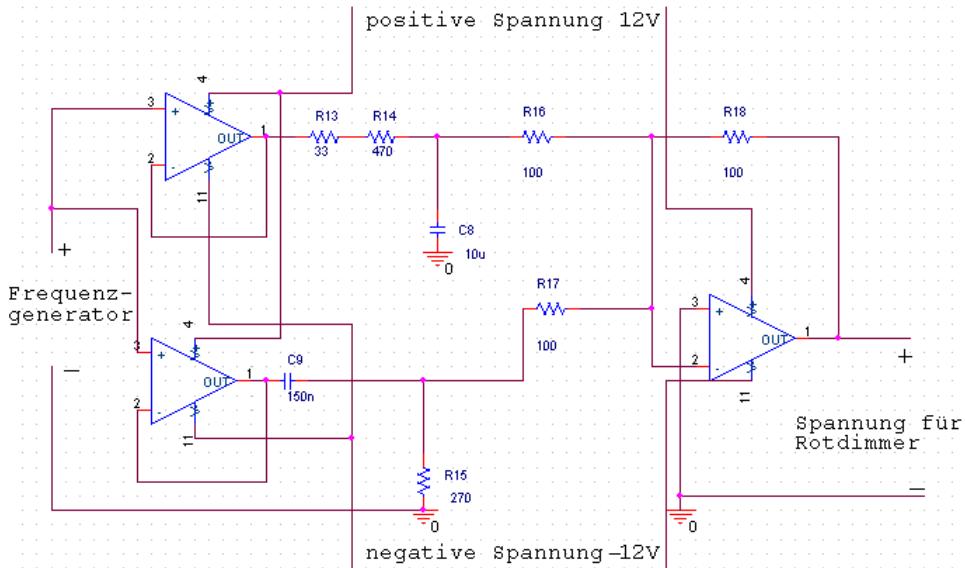


Abbildung 50: Aufbau und Dimensionierung der Bandsperre

Bandsperre

Die Bandsperre besteht aus der Parallelschaltung von einem Hoch- und Tiefpass. Das besondere daran ist, dass man durch den Addierer zuerst den Tiefpass und danach den Hochpass hervorrufen kann, welches mit einem einfachen Bandpass nicht möglich gewesen wäre. Der Tiefpass ist auf dem Bild oben links zu sehen und er besteht aus den Widerständen R13, R14 in Reihe zu dem Kondensator C8 und der Hochpass besteht aus dem Kondensator C9 in Reihe zu dem Widerstand R15. Mit der Gleichung $f_{\text{grenz}} = \frac{1}{2} \pi RC$ kann man beide Pässe berechnen.

Dabei nimmt man sich einen Widerstand oder Kondensator, welchen man gerne benutzen möchte und berechnet dann das andere Bauteil mit Hilfe der Grenzfrequenz, die man aus dem Gewünschtem Frequenzgang zuvor abgelesen hat. Man kann auf diesem Weg die kostengünstigste Variante auswählen.

Unsere Dimensionierung könnt Ihr aus dem Bild entnehmen, die Widerstände R13 und R14 kann man auch zu einem Widerstand mit 500 Ohm zusammenfassen, aber da wir diesen Wert im Labor nicht zur Hand hatten, mußten wir ihn in zwei vorhandene Widerstände teilen.

Die beiden Operationsverstärker(OPVs) vor den Pässen liefern jenen die gleiche Spannung und verhindern somit, dass sie sich gegenseitig beeinflussen. Sie benötigen allerdings +12V Betriebsspannung.

Hinter den beiden Pässen folgt der Addierer, welcher die Spannungen zu einer zusammenfasst und somit den gewünschten Frequenzgang ermöglicht. Mit den Widerständen R16 und R17 kann man den Anteil der jeweiligen Spannung beim addieren wählen, indem man das Verhältnis der Beiden zueinander ändert und mit dem Widerstand R18 kann man die Amplitude der schon addierten Gesamtspannung ändern. Hierbei gilt: $U_{\text{Tiefpass}} / R16 + U_{\text{Hochpass}} / R17 = U_{\text{Ausgang}} / R18$

Wir haben alle Widerstände gleich gewählt, da wir keine Veränderung der gegebenen Amplituden oder beim Verhältnis der Spannungen erreichen wollten.

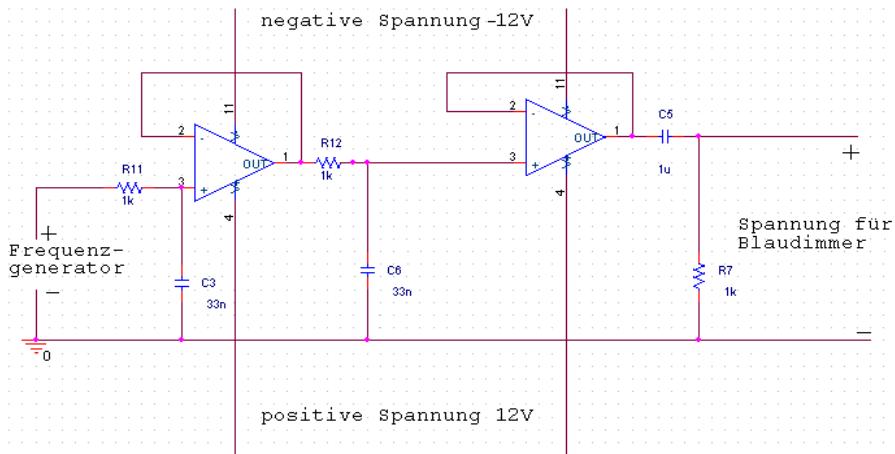


Abbildung 51: Bandpass für blaue LED

Bandpass für blaue LED

Der abgebildete Bandpass hat einen doppelten Tiefpass. So wird der Anstieg des Tiefpasses erhöht bzw. steiler. Der Hochpass hat den typischen Aufbau. Die Operationsverstärker dienen hier als Impedanzwandler und erfüllen die gleiche Aufgabe, wie bei der Bandsperre. So kann man auch bei der Dimensionierung die Rechnung: $f_{\text{grenzfrequenz}} = \frac{1}{2} \cdot RC$ benutzen. Die gewählten Widerstände und Kondensatoren könnt Ihr aus dem Bild ablesen.

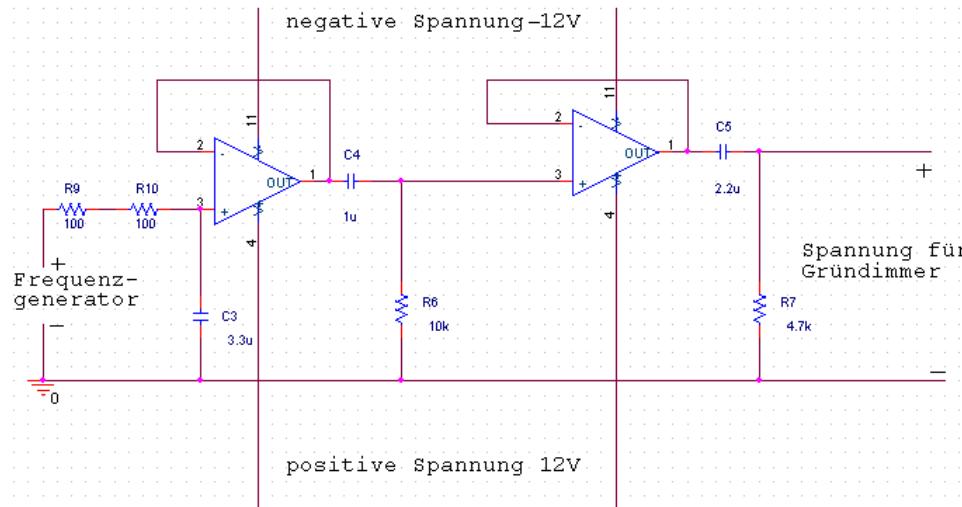


Abbildung 52: Bandpass für grüne LED

Bandpass für grüne LED

Der zweite Bandpass hat einen doppelten Hochpass, um dessen Anstieg zu verstärken. Die OPVs haben die gleiche Aufgabe wie beim ersten Bandpass und die Dimensionierung erfolgt somit auf die selbe Art und Weise. Die Werte sind wieder aus der Abbildung zu entnehmen.

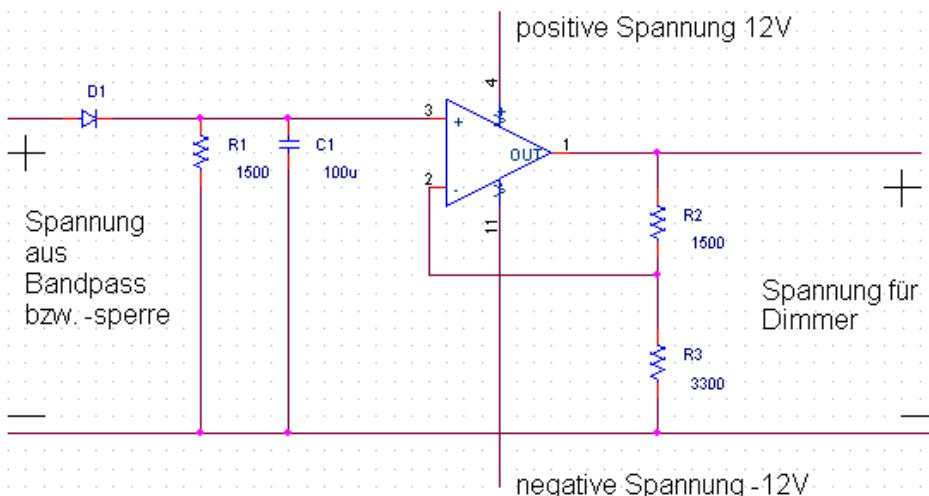


Abbildung 53: Gleichrichter- und Verstärkerschaltung

Hier zu sehen ist der Gleichrichter mit Verstärker, welcher hinter jedem Bandpass und der Bandsperre geschaltet wird.

Die Diode D1 mit der Parallelschaltung des Widerstandes R1 und Kondensators C1 stellt einen einfachen Gleichrichter dar, welcher unsere Sinusspannung aus der Bandsperre und den Bandpässen in eine Gleichspannung umwandelt. Der OPV mit den Widerständen R2 und R3 ist die Verstärkerstufe um den LEDs die benötigten 6V zu liefern. Zusätzlich entkoppelt diese Stufe unser Signal auch gleich, wodurch wir einen Arbeitsgang einsparen können.

Layout Erstellung / Ätzen & Bohren der Schaltung / Fertige Schaltung

Das Layout der Schaltung wurde mit Eagle erstellt.

Hier abgebildet sind das Layout von der Ober- und Unterseite, ein Bestückungsplan ist im Anhang zu finden.

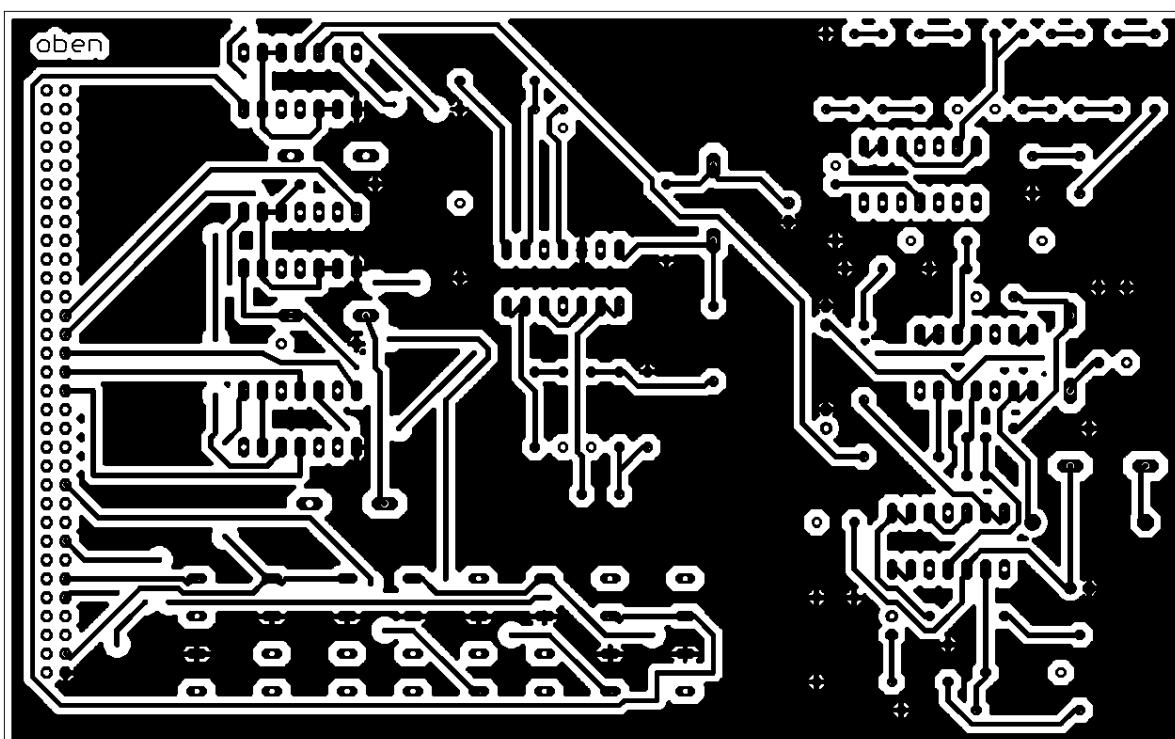


Abbildung 54: Layout der manuellen Farbwahl (Oberseite)

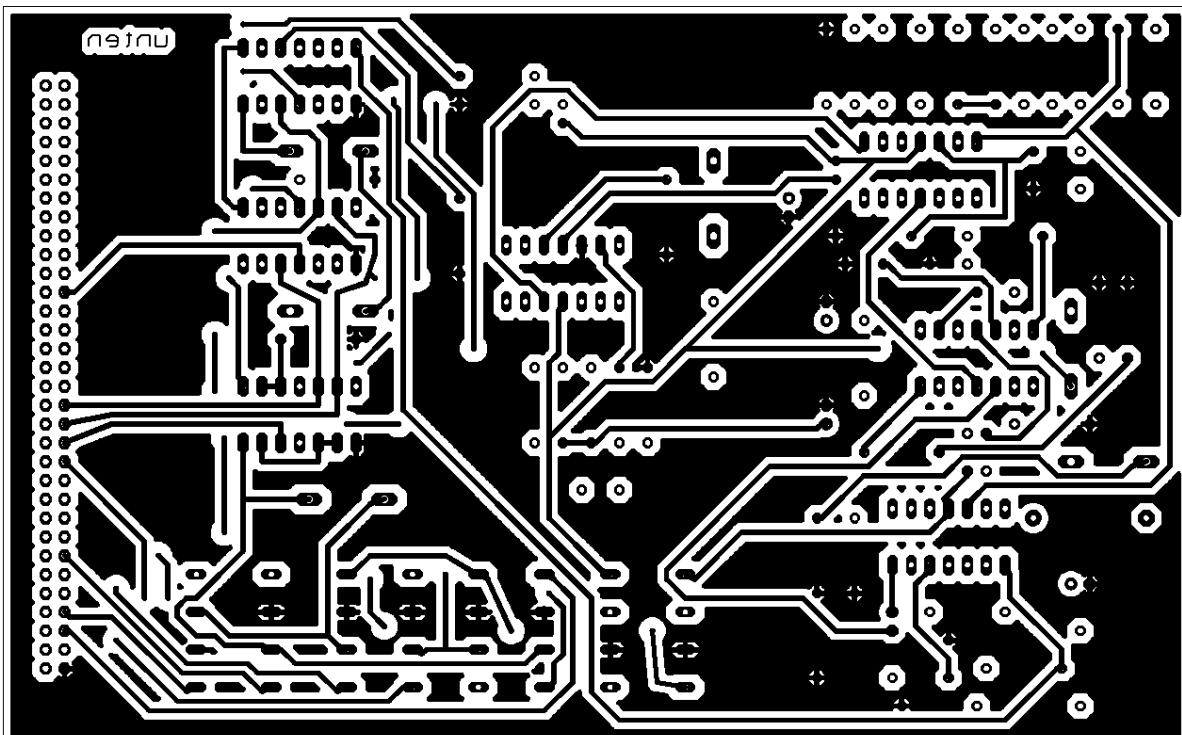


Abbildung 55: Layout der manuellen Farbwahl (Unterseite)

Nach dem Drucken des fertigen Layouts auf milchige Folie ging es zum Ätzen, wo wir 2 Versuche benötigten um eine brauchbare Platine zu erhalten. Beim ersten Versuch löste sich das Kupfer nicht sauber von der Platine. Direkt darauf haben wir bzw. Tilman die Platine gebohrt. In die fertige Platine wurden die Bauteile gelötet. Nachdem einige falsch eingelötete Bauteile und kalte Lötstellen korrigiert waren, war unsere Teilgruppenarbeit beendet.

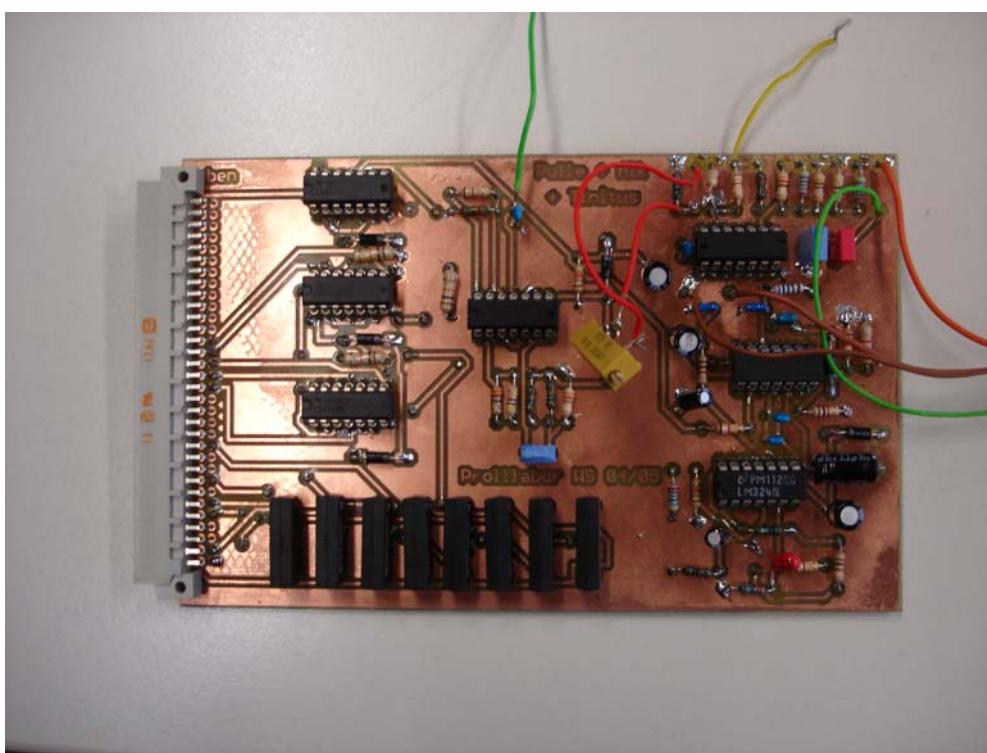


Abbildung 56: fertige Platine für manuelle Farbwahl

2.2.6.Betriebsartenwahlschalter

Der Wahlschalter ist als 3x3-Drehschalter ausgeführt und schaltet entsprechend seiner Position die Ausgangssignale der Musikverarbeitung, der Zufallsschaltung oder der manuellen Farbwahl zum Eingang der Dimmer.

Zunächst war geplant, mit dem Drehschalter nur der gerade aktiven Schaltung die Betriebsspannung durchzuschalten, um keine unnötige Leistung umzusetzen. Da jedoch Relais zum Durchschalten der Spannungen geplant waren, die einen permanenten Stromfluss bedeutet hätten und sich die Schaltung zudem als sehr fehleranfällig erwies, wurde die Idee wieder verworfen.

2.3. Gehäuse/Lampen

2.3.1. Gruppeneinleitung

Gruppe 3 des Projektlabors WS04 oblag der Bau eines ansprechenden Gehäuses für den DiscoPixel, der Beleuchtungseinheit sowie einer Schaltung, die ausgehend von vorverarbeiteten Signalen anderer Gruppen die Steuerung der Lampen übernimmt.

Es lassen sich grob 3 verschiedene Komplexe der Gruppenarbeit ausmachen, jedoch haben wir es vermieden, uns stringent in Untergruppen aufzuspalten. So hat jedes Gruppenmitglied zu jedem Komplex seinen Beitrag geleistet.

Design:

Der Gehäuseentwurf musste verschiedensten Kriterien genügen. Es galt, ausreichend Raum für alle Platinen zu schaffen, wobei gerade für das Netzteil viel Platz zur Belüftung zur Verfügung stehen musste. Wenigstens sollte ein 19"-Eischub eingebaut werden können, der als Grundlage für die Busplatine dient. Gleichzeitig fühlten wir uns dem Projektnamen verpflichtet, so dass in irgend einer Form ein "Pixel", also ein rechteckiges, leuchtendes Objekt realisiert werden musste. Fließt noch die Verwendbarkeit als ernstzunehmendes Einrichtungsobjekt (ansehnlich aber niemals störend) ein, wird die Auswahl der Grundform stark eingeschränkt. Wir entschieden uns für eine säulenartige Ausführung rechteckiger Grundform. Der eigentliche Unterbau, handgefertigt aus Spanplatte, hat die Maße 90x30x30 cm und wird von einem Plexiglaswürfel von 30 cm Kantenlänge gekrönt. Jener ist sehr diffus, streut und mischt dadurch das Licht der einzelnen Farben.

es werde Licht:

Um die Farben in möglichst vielen Nuancen erstrahlen lassen zu können, realisierten wir die Beleuchtungseinheit in LED-Technik, wobei auf jede der RGB-Grundfarben 8 LEDs entfallen. Die aus der Mischung resultierende Farbe sollte dann aber möglichst homogen sein. Das erreichten wir durch die spezielle, pyramidale Anordnung der Lampen und durch Streuung am Plexiglas.

Platine:

Zur Realisierung unserer Aufgabe fertigte die Gruppe 2 Platinen. Eine enthält die komplette Schaltung (siehe Punkt „PWM-Platine“), die andere ausschließlich LEDs. Sie wurde in Dreiecke zerlegt, diese untereinander verkabelt und so eine flexible, anpassbare Leuchteinheit geschaffen.

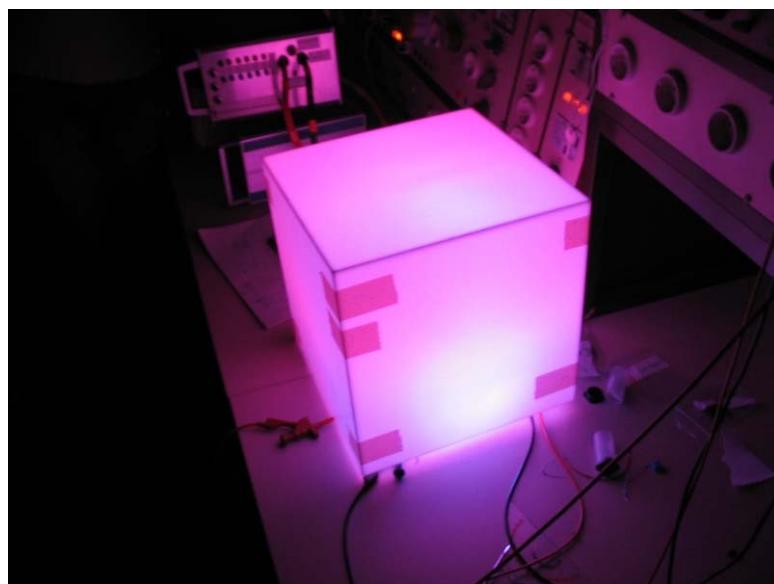


Abbildung 57: und er leuchtet doch! ein erster Test

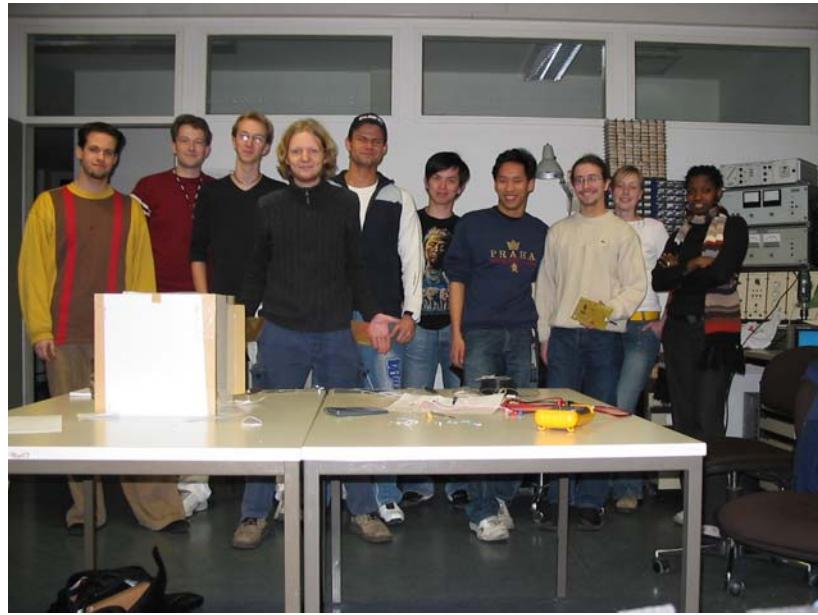


Abbildung 58: Gruppe 3

Teilnemerliste:

<i>Teilnehmer</i>	<i>Studiengang/Funktion</i>
Johannes	ET, Betreuer
Carsten	TI
Markus	ET
Robert	ET
Jörg	ET
Stephen	ET
Aurens	ET
Georg	ET
Irene	TWLAK
Francisca	ET

Tabelle 1: Die Teilnehmer, bzgl. obiger Abbildung von links nach rechts

Einschätzung der Gruppenarbeit:

Im Allgemeinen war die Arbeit unserer Gruppe recht erfolg- und für alle Mitglieder sicher lehrreich. Die Stimmung blieb weitestgehend gut, Stress kam selten auf. Allerdings litten wir permanent unter mangelnder Organisation, was die Termine teilweise etwas chaotisch verlaufen lies. Das Phänomen, dass buchstäblich die rechte Hand nicht weiss, was die Linke tut, haben wir jedenfalls zur Genüge kennen gelernt. Hier wäre es möglicherweise von Vorteil gewesen, eine konsequente Teilung in Untergruppen durchzuhalten, die über klare Verantwortlichkeiten verfügt und ihre Ergebnisse untereinander präsentiert hätten. Nach einigen berechtigten Rügen durch den Betreuer wurde die Terminplanung besser. So setzten wir uns im späteren Verlauf des Labors zum Terminbeginn Ziele, die auch in zufriedenstellendem Maße erreicht wurden. Das abschließende Vortragen der Ergebnisse am Ende jedes Termins funktionierte zusehends.

Durchaus problematisch war die Sprachbarriere zwischen den Teilnehmern unterschiedlicher Nationalität. Speziell den deutschen Teilnehmern fiel es schwer, die Teils komplexen Inhalte (z.B. Erklärung einer

Schaltungsfunktion) langsam, deutlich und in korrektem Sprachgebrauch zu formulieren. Darunter litten folglich auch die Zusammenarbeit und die Kommunikation allgemein.

Zu letzterer sollte noch erwähnt werden, dass unsere Gruppe zwar den intensivsten Gebrauch vom Forum machte. Trotzdem hätte man sich über dieses Medium noch wesentlich besser austauschen können. So wurden Zusammenfassungen von Zusatzterminen, an denen nicht alle Gruppenmitglieder teilnahmen, nur sporadisch gepostet.

Weiterhin wurde (wohl zurecht) bemängelt, dass oftmals Gruppenmitglieder vor allem die Aufgaben übernehmen sollten, die ihnen ohnehin lagen. Bei anderem Vorgehen hätte der Lerneffekt sicherlich noch besser ausfallen können.

Der Autor dieser Zeilen möchte hinzufügen, dass ihn ganz persönlich ein Mangel an theoretischen Rechnungen zur Schaltung gestört hat. Dies wäre sicher eine Aufgabe gewesen, für die die gesamte Gruppe einige Stunden hätte opfern sollen. Ich hätte hier ein eher tutoriumsartiges Vorgehen nach dem Vorbild von GdE 1 bevorzugt, aber zugegebenermaßen soll das Projektlabor ja die betreuerunabhängige Gruppenarbeit fördern.

Es bleibt letztlich festzuhalten, dass wir trotz einiger Mängel in Organisation und Zusammenarbeit recht erfolgreich gearbeitet haben und viele Studenten wesentlich mehr Zeit in das Projekt investierten, als es die Pflicht geboten hätte.

So gehen wir mit einem guten Gefühl aus dem Semester und können stolz auf unsere Ergebnisse sein.

2.3.2. Gehäusebau

Die ersten Treffen des Projektlabors WS04/05 ergaben, dass ein Körper gebaut werden sollte, der zu verschiedenen Inputs seine Farbe ändert. Am Anfang stand das Problem der Formgestaltung. Es wurde sich dahingehend geeinigt, dass es ein aus Plexiglas bestehender Kubus sein soll. Somit stand die Form der Leuchteinheit fest.

Im gleichen Atemzug kam eine Reihe weiterer Fragen auf.

- welche Größe soll der leuchtende Würfel haben
- welche Art von Plexiglas
- welche Leuchtmittel werden verwandt und wie viel Platz benötigen sie
- brauchen sie eventuell Kühlung

Die Größe des Würfels sollte auffallend aber nicht störend wirken um sich später seinem Einsatzort anzupassen. Damit ist gemeint, in einer ruhigen Atmosphäre mit sanften Farbwechseln nicht klobig hervorzutreten und andererseits auf Bühnen mit vielen Nebenlichtquellen nicht unterzugehen.

Entschieden haben wir uns dann für einen Würfel mit 30 cm Kantenlänge.

Die Wahl, LEDs als Leuchtmittel zu verwenden, stand dem in keiner Weise entgegen.

Von nun an galt es, ein Material zu finden, welches genügend Licht transmittiert ohne dabei seine Lichtquelle preiszugeben. Weiterhin musste es leicht verarbeitbar, widerstandsfähig gegen äußere Einflüsse, lichtbeständig und pflegeleicht sein. Zur Auswahl standen dabei Plexiglas mit 90%, 60% oder 30% Lichtdurchlässigkeit. Ein Versuch, durchsichtiges Plexiglas diffus zu schleifen wurde schnell verworfen, da dieses Vorgehen nicht zum gewünschten Erfolg führte. Nach einigen Tests hat sich das Plexiglas mit 30% Lichtdurchlässigkeit durchgesetzt. Jedoch konnte man in einigen Situationen stets eine punktförmige Lichtquelle hinter dem Plexiglas ausmachen. Aus diesem Grund brauchten wir etwas, was das Licht streut ohne die Helligkeit signifikant zu reduzieren. Eine einfache Plastikschüssel erwies sich dabei als optimal. Das Plexiglas hat eine Dicke von 3 mm. Dies erlaubte es uns, die Kanten der einzelnen Würfelseiten auf Gehrung sägen zu lassen, was den großen Vorteil hat, dass später am fertigen Objekt keine Anschlussstellen der einzelnen Seiten zu sehen sind.

Vor dem Zusammenbau musste, wie oben angedeutet, die Frage nach der Wärmeentwicklung gestellt werden. Da LEDs sehr wenig Wärme abgeben, brauchten auch keine Kühlungsmaßnahmen getroffen zu werden. Ein Durchbruch in der Deckelplatte des Gehäuses reicht aus, um ein Mindestmaß an Zirkulation zu gewährleisten.

Um das Plexiglas ordnungsgemäß zu einem Würfel zusammenzufügen wurde Spezialkleber gekauft.

Wichtig dabei waren wieder die Lichteigenschaften, so musste er neutral auf einfallendes Licht wirken und durfte sich nach der Verarbeitung nicht verfärbten.

Nach der Fertigstellung des Rohkubus mussten noch einige wenige Kleberreste entfernt werden.

Außerdem wurden die Kanten geglättet um jedweder Verletzungsgefahr vorzubeugen und kleinere Ungleichmäßigkeiten zu beseitigen. Abschließend wurde der Würfel noch einmal gründlich gereinigt.

Um die elektronischen Bauteile, die dieses Gerät benötigen würde, sicher, unsichtbar und klar strukturiert unterzubringen, musste im Vorfeld ein Gehäuse geplant werden. Diese Arbeiten liefen selbstverständlich parallel zum Würfelaufbau ab. Auch hier standen einige Fragen im Raum:

- Welche Form und Größe hat das Gehäuse
- Welches Material wird verbaut
- welche Farbe hat es am Ende
- braucht es eine Belüftung



Abbildung 59: geklebtes Plexiglas

- wie werden die Platinen befestigt
- wo kommen Bedienelemente hin

Zu Beginn mussten wir entscheiden ob das Gerät hängen, auf einem Tisch stehen oder selbstständig im Raum platziert werden können sollte. Die Breite der angedachten Einsatzmöglichkeiten führte zu einem eigenständigen, unabhängigen Design. Folglich mussten alle notwenigen Bauteile, ausgenommen Stromkabel und Musikinput, im Gehäuse untergebracht werden können.

Jenes musste stabil stehen, im Bedarfsfall jedoch mobil sein.

Die Größe des gesamten Objektes inklusive Würfel galt es zu klären. Um, wie oben schon erwähnt, nicht aufdringlich aber auch nicht unscheinbar zu wirken, musste ein genau abgestimmtes Größenverhältnis zwischen Gehäuse und Würfel bestehen. Wir einigten uns darauf, dass das Gehäuse $\frac{3}{4}$ des gesamten Objektes ausmachen sollte. Somit war eine Höhe von 90 cm festgelegt. Die Ausmaße des Gehäusedeckels waren durch den Würfel gegeben, eine quadratische Fläche von 30 cm Kantenlänge.

Bei der Form des Gehäuses gab es viele und gute Vorschläge die nicht verwirklicht wurden, darunter Pyramidenstumpf, Säule (antik gehalten) rund, Säule (antik gehalten) eckig und Kegelstumpf. Um ein anpassungsfähige Form zu finden wurden jedoch klare Linie bevorzugt und ein Entschluss in Richtung Quader viel nicht schwer. Ein nicht zu vernachlässigender Vorteil bestand darin, dass wir unter gewissem Zeitdruck ein Maximum an Qualität liefern wollten und dass dies bei einfachen Strukturen garantiert wäre. Dem Wunsch, den Quader ebenfalls aus Plexiglas zu erstellen, sprachen viele Faktoren entgegen. An erster Stelle seien die exorbitanten Kosten genannt. Außerdem wäre dazu ein Rahmen aus Metall notwendig gewesen, der die Plexiglaskonstruktion sowie die zu verbauenden Teile hätte halten sollen. Weiterhin wäre dieses Gerüst unter dem Plexiglas sichtbar gewesen und hätte dem ursprünglichen Gedanken, einen homogenen Körper zu schaffen, entgegengewirkt. Darüber hinaus verursacht eine solche Konstruktion Gewichtsprobleme.

Schließlich einigten wir uns auf Holz als Material für den Grundkörper. Es ist leicht verarbeitbar, kostengünstig und trägt das Gewicht der Platinen ohne dabei selbst zu schwer zu sein. Konkreter wurde es, als wir Unterstützung von einem Tischler bekamen. Herr Anselm Breig von der Firma „Bretter, die die Welt bedeuten“ (Schlesische Str. 42, 10997 Berlin) hatte das notwendige Können sowie die Möglichkeiten, uns Spanplatten mit 19 mm Dicke zu beschaffen und auch auf die gewünschten Ausmaße zu bringen. Dabei sägte er die Spanplatten auf Gehrung, um später unnötige Anschlussfugen zu vermeiden. Außerdem fräste Herr Breig am oberen Rand der Platten 16 mm in der Tiefe und 16 mm in der Breite weg um später eine teilweise versenkte Deckelplatte zu haben, die

dem Würfel aus Plexiglas zusätzlichen Halt auf dem Gehäuse bietet. Freundlicherweise stellte uns Herr Breig weder Arbeitszeit noch Material in Rechnung! An dieser Stelle sei ihm noch einmal herzlich gedankt! Vor dem Zusammenbau des Gehäuses war weiterhin zu klären, wie die Platinen der einzelnen Gruppen untergebracht werden könnten. Dazu bot sich ein 19 Zoll Einschub für Platinen geradezu an. Somit wurde aus der hinteren Gehäuseplatte ein Loch herausgesägt, so dass der Einschub bündig abschließt.

Im weiteren Verlauf der Projektarbeit wurden das Gehäuse zusammengeklebt und kleinere Unebenheiten ausgespachtelt. Die Kanten würden ebenso wie beim Plexiglaswürfel abgerundet.

Dann kam die Gestaltung der Gehäuseaußenflächen auf uns zu, also der Bereich der $\frac{3}{4}$ des gesamten Objektes ausmacht. Eine Einigung zu finden benötigte mehrere Anläufe, da die Vorstellungen der einzelnen



Abbildung 60: Kleben des Gehäuses

Projektteilnehmer stark von einander abwichen. So wurde erst einmal zusammengetragen, was in Frage käme. Darunter waren Streichfarben, Sprühlacke und Folien mit verschiedenen Motiven. Diese Folienmuster reichten von einfärbig über verspiegelt oder diversen Holzimitaten bis hin zu Veloursstoffen und Kunstrasenimitationen(!) in Neonfarben. Nach Abwägen der einzelnen Vorzüge kamen wir zu dem Entschluss, dass Lackfarbe als Gehäusefinish am Ehesten unseren Ansprüchen genügte. Vorteile sind u.A. gute Verarbeitbarkeit, Festigkeit, Abwaschbarkeit und die Möglichkeit, bei einer Beschädigung der Front auszubessern, was bei Folie auf gar keinen Fall möglich wäre.

Um die Farbe entgültig festzulegen wurde im K-O-System abgestimmt. Dabei hatten sich schon vorher drei Farben herauskristallisiert. Diese waren Schwarz, Silber und eine orange Pastellfarbe. Schwarz setzte sich durch.

Nach einigen Tests mit Sprühlack wurde uns schnell bewusst, dass nur Streichlack alle Holzporen schließen und zu einer glatten Oberfläche führen würde. Bevor der Lack dann mit einer Rolle aufgetragen wurde, grundierten wir das Gehäuse, um Kleinstlöcher zu beseitigen. Nach der Grundierung und dem nochmaligen Abschleifen trugen wir die erste Lackschicht auf. Als diese getrocknet war, wurden noch die Löcher bzw. Aussparungen für die Bedienelemente an der Vorderseite des Gehäuses gebohrt. Es handelt sich dabei um einen Drehschalter, ein Drehpoti und ein Mikrofon, welche in dieser Reihenfolge mittig auf der Frontplatte im oberen Bereich angebracht werden sollten. Ein EIN/AUS Schalter ist auf der Rückseite vorgesehen. Anschließend folgte der Endanstrich und die Schalter wurden verbaut.

Damit aus dem Würfel keine Helligkeit in das Gehäuse verloren geht, hat jenes, wie schon angedeutet, einen Deckel. Dieser wird teilweise im Gehäuse versenkt und bleibt herausnehmbar. Um eine optimale Reflexion des auf die Platte fallenden Lichts zu gewährleisten, wurde die Oberseite mit mehreren Schichten Silberlack besprührt.

Der Einschub für die Platinen wird mit einer Plexiglasscheibe versehen, in der die einzelnen Gruppen weitere Bedienelemente (die für den Nutzer nicht notwendigerweise erreichbar sein müssen) sowie die Inputeingänge installieren. Von der standardmäßigen Verkleidung des Einschubs, silberfarbenen Metallplatten, haben wir uns distanziert, da eine Innenraumbeleuchtung ebenfalls vorgesehen ist.

Das Gerät benötigt keine speziellen Pflegemaßnahmen, gelegentliches Reinigen mit einem feuchten Tuch sollte völlig ausreichen.



Abbildung 61: lackiertes Gehäuse

<u>Material und Kosten</u>	
Plexiglas	25,-
Plexiglaskleber	8,-
Spanplatte 19mm	0,-
Holzkleber	6,-
Universalspachtelmasse	3,-
Platikschale	1,50,-
Grundierung	5,-
Universallack	6,30,-
Rollen	3,20,-
Gesamtkosten (Gehäuse)	58 Euro

Werkzeuge

Säge, Spachtel, Deltaschleifer, Bohrmaschine, Bohrer, Feile, Lochsäge, Schleifpapier

2.3.3.PWM-Platine

Die PWM-Platine enthält die gesamte Schaltung der Gruppe, inklusive der Treiberstufe für die LEDs, auch deren Vorwiderstände finden sich dort.

Kern der Schaltung ist die Erzeugung einer Sägezahnnspannung aus einer Betriebsgleichspannung entweder über einen 555-Timer und einen Kondensator oder aber durch Einsatz mehrerer Komparatoren.

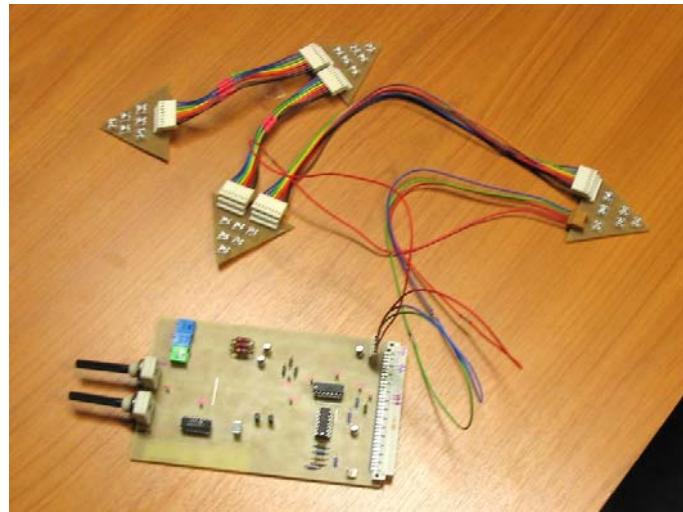


Abbildung 62: fertige Platinen

Die Grundidee:

Unser Ziel musste darin bestehen, die LEDs linear anzusteuern, so dass ihre Helligkeit der Höhe der RGB-Eingangssignale entspricht. Die maximale Helligkeit musste bei $U_{\text{farbe}} = 6 \text{ V}$ erreicht werden.

Bekanntlich sind Dioden aller Art aber nonlinear bezüglich ihrer Kennlinie. Einfach nur die Betriebsspannung der LEDs mit direktem Bezug zum erhaltenen Signal zu variieren war also nicht möglich.

Das von uns genutzte Prinzip entspricht nun dem vom Kino bekannten: man nutze die Trägheit des menschlichen Auges. Unsere LEDs werden permanent mit voller Betriebsspannung und Betriebsstrom angesteuert, verbleiben also auf einem Arbeitspunkt. Allerdings werden sie andauernd ein- und wieder ausgeschaltet. Bei 150 Hz ist dies für einen Menschen nicht sichtbar. Die Frequenz ist konstant, jedoch wird der Teil einer Periode, bei dem die LED tatsächlich leuchtet, linear in Abhängigkeit vom Farbsignal variiert. Es ergibt sich also eine Rechteckspannung mit "variablen Rechtecken".

Diese erreichen wir mit Operationsverstärkern (**OPV**) und Treibertransistoren, welche als Schalter dienen. Die OPVs vergleichen ein Sägezahnsignal (Grundlage der PWM-Steuerung) mit den Steuersignalen für die einzelnen Farben, die wir vom Bus abgreifen. Ist letzteres für eine Farbe höher als der Sägezahn, werden die LEDs für diesen Farbkanal geschaltet. Sonst bleiben sie Dunkel.

Je größer nun das Eingangssignal, desto länger ist es innerhalb einer Periode auch größer als der Sägezahn und desto länger werden die LEDs in der Periode geschaltet. Je länger aber die LEDs in den Perioden geschaltet werden, desto heller erscheinen sie letztlich dem Menschlichen Auge (obwohl ihr Helligkeit objektiv betrachtet eben nur zwischen 0 und einem festen Wert wechselt).

Für das tiefere Verständnis der Vorgehensweise, beachte die nachfolgende Grafik, in der ein Eingangssignal, der Sägezahn und das Ausgangssignal nach dem Vergleich der beiden aufgetragen sind.

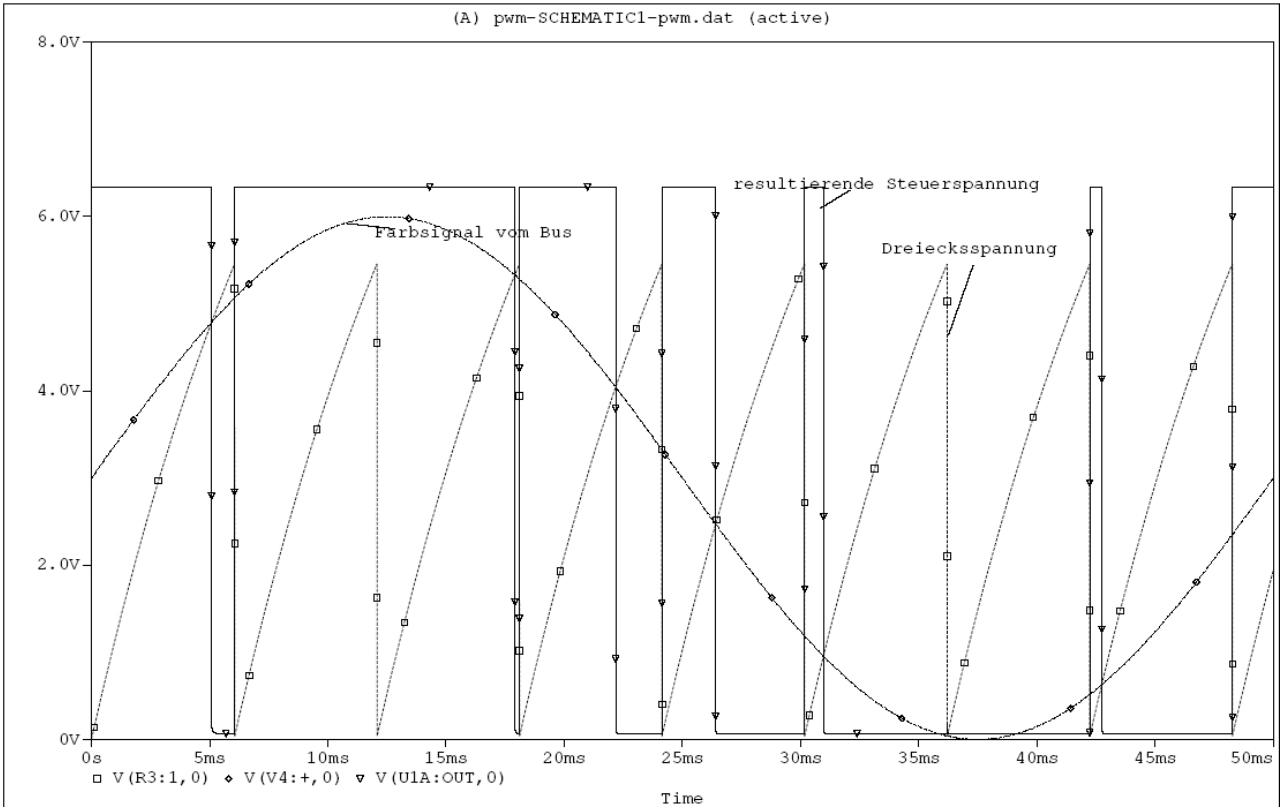


Abbildung 63: PWM-Spannungen in der Simulation

Die Grafik zeigt noch einmal das Prinzip der PWM. Eine (hier) sinusförmige Eingangsspannung wird mit einer Referenzspannung (die Dreiecke) verglichen. Übersteigt die Eingangsspannung die Referenzspannung, so schaltetet der auf den OPV folgende Transistor für die Zeiträume, in denen die Steuerspannung größer ist. Durch die LEDs fließt Strom, sie leuchten. Je kürzer die Perioden positiver Betriebsspannung der LEDs, desto dunkler erscheinen sie dem menschlichen Betrachter.

Hier zum Vergleich eine Aufnahme aus der realen Schaltung, entstanden mit einem digitalen Oszilloskop.
Die niedrige Signalspannung führt zu kurzen Perioden mit positiver Steuerspannung, schön zu sehen deren konstante Frequenz.

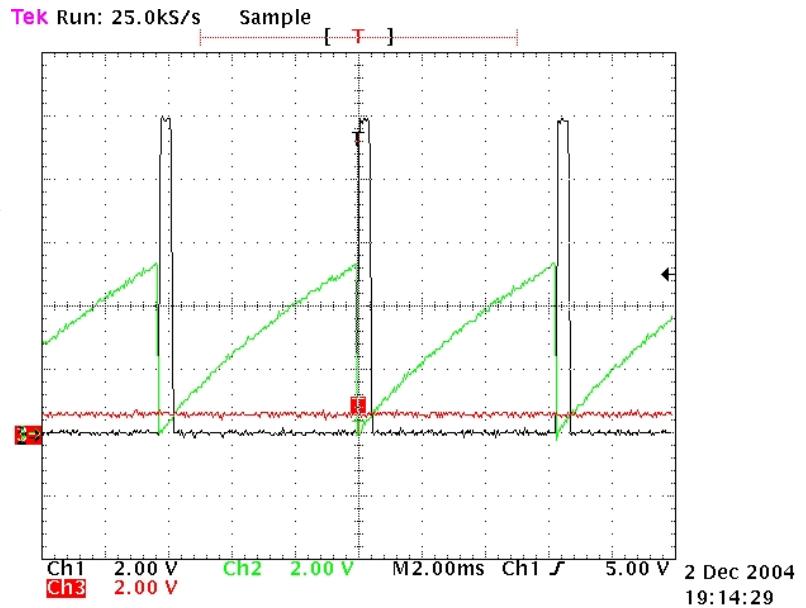


Abbildung 64: PWM-Testmessung

Was hat (nicht) funktioniert:

Die Schaltung hat sich gut und (fast) ohne Fehler entwickelt. Wir haben gelernt, dass man die Bauelemente auch nach Größe und Leistung dimensionieren muss. Zur Auswahl standen zwei Konzepte zur Erzeugung der Sägezahnnspannung. Das Selbstbaukonzept ohne IC (NE555) erschien uns sinnvoller. Dieses wurde im Laufe der Zeit noch verbessert: Stromspiegel für noch lineareren Sägezahn. Als Gimmik wollten wir noch die Gesamthelligkeit der LEDs per Poti regeln. Kurz vor dem Ätzen kam dann der Casemoddergeist hoch und es musste eine dimmbare Innenbeleuchtung her. Bei der Poti-Dimmung trat der einzige schwere Fehler auf. Nachdem dieser auf einer neuen Platine behoben war, funktionierte die Schaltung tadellos und war einsatzbereit.

Zur Schaltung:

Die Schaltung der Gruppe „Beleuchtung und Gehäuse“ bietet folgende Dienste:

- LED-Dimmung proportional zur Eingangsspannung
- Gesamthelligkeit der LEDs ist linear über Poti regelbar (proportionale Dimmung bleibt erhalten)
- Gehäusebeleuchtung mit LEDs, linear dimmbar über Poti

Die Dimmung proportional zur Eingangsspannung wird über eine Pulsweitenmodulation (PWM) erreicht. Eine PWM ist die Steuerung des Tastverhältnisses zwischen einer Spannung $U_1=\text{const.}$ und $U_2=0$ bei fester Periodendauer. Unsere PWM funktioniert über den Vergleich einer Sägezahnnspannung mit der jeweiligen Eingangsspannung. Die Sägezahnnspannung legt die Periodendauer fest. Sie entspricht der Dauer des Anstiegs der Sägezahnnspannung von $U(t=0)=0$ bis $U(t=T)=\text{max.}$ Die Frequenz des Sägezahns liegt bei etwa 150Hz.

Erzeugt wird die Sägezahnnspannung über das Laden und Entladen des Kondensators C1. Das Laden erfolgt mittels einer Konstantstromquelle (Stromspiegel aus T4, T5 und R3 zur Strombegrenzung). Der Kondensator C1 wird bei 100mA bis

$$\frac{1}{2} U_b = 6V$$

über den Stromspiegel aufgeladen und über einen „Kurzschluss“ durch den OPV IC1B entladen (der IC1B stellt eine Masseverbindung her). Der Betrag des Ladestroms legt wegen

$$i(t) = C \frac{du(t)}{dt}$$

die Periodendauer des Sägezahns fest. Da die Zeit des Kurzschlusses vernachlässigbar klein ist und durch den linearen Anstieg der Spannung über C1 (wegen der Aufladung mit einem konstantem Strom) wird eine sehr schöne Sägezahnnspannung über C1 erzeugt.

Die vier OPVs für die Erzeugung der Sägezahnnspannung sind vom Typ LM339. Dieser Typ besitzt einen Open-Collector-Ausgang. Da die OPVs IC1A bis IC1C ausschließlich als Schalter arbeiten, liegt wegen des Open-Collector-Ausgangs entweder Massepotential am Ausgang an oder der Ausgang entspricht einer offenen Leitung.

Die komplette Schaltung für den Sägezahn funktioniert folgendermaßen:

Am +Eingang des IC1C liegen konstant etwa 5,5V an (realisiert durch den Spannungsteiler aus R2 und R7). Solange C1 geladen wird steigt die Spannung am -Eingang von IC1C linear an. Solange noch nicht 5,5V erreicht sind, entspricht der Ausgang von IC1C einer offenen Klemme

→ IC1A und IC1B erhalten am +Eingang 12V über R4 von der Betriebsspannung.

Am -Eingang von IC1A und IC1B liegen 6V vom Spannungsteiler aus R1 und R6 an. IC1A und IC1B sind also auch nicht in der Lage, ein Potential auszugeben.

Wenn nun aber die 5,5V beim Laden von C1 überschritten werden, gibt IC1C Massepotential aus. Das hat zur Folge, dass IC1A und IC1B Massepotential am +Eingang erhalten und ebenfalls Massepotential ausgeben. Dadurch wird der Spannungsteiler aus R2 und R7 unwirksam und IC1C erhält Massepotential am

+Eingang. Da C1 noch geladen ist liegt am +Eingang von IC1C ein höheres Potential als am -Eingang an. Das heißt, solange C1 noch Ladung besitzt gibt IC1C Massepotential aus und C1 wird sich weiterhin entladen. Der Stromspiegel ist während der Entladung wirkungslos. Da C1 an beiden Polen mit Masse verbunden ist, fließt der Strom aus dem Stromspiegel direkt zur Masse ab. C1 wird sich also entladen bis über ihm keine Spannung mehr anliegt und IC1C auf beiden Eingängen Massepotential erhält. Ab diesem Zeitpunkt gibt IC1C kein Potential mehr aus und ein neuer Ladevorgang beginnt.

Der Sägezahn und die vier Eingangssignale (r,g,b und konstante Spannung für Innenbeleuchtung) werden je an einem Komparator (LM324N) verglichen. Aus dem Vergleich entsteht das pulsweitenmodulierte Signal. D. h. die Komparatoren arbeiten als Schalter, welche von den beiden Eingangsspannungen abhängig sind. Als Treiberbasisspannung steuert das Signal aus den Komparatoren direkt den Stromfluss durch die LEDs. Jeder einzelne Treiber für die LEDs besteht aus je einem Transistor (T1, T2, T3, T6; Typ: 2N2222) in Emitterschaltung mit Widerständen (R11, R12, R13) zur Kollektorstrombegrenzung um die LEDs nicht zu zerstören. Die Spindeltrimmer R14, R15 und R16 werden zur Feineinstellung der Ströme durch die LEDs benutzt.

Die Treiberstufe für die Gehäusebeleuchtung ist genauso aufgebaut wie die Treiber für die LEDs, es fehlt aber der Widerstand zur Kollektorstrombegrenzung (er wird der Einfachheit halber direkt in die Gehäusebeleuchtung eingelötet). Die Emitteranschlüsse der Treibertransistoren liegen direkt an Masse. Die Betriebsspannung-Kollektorleitung wurde zwischen Betriebsspannung (18V) und den Widerständen aufgetrennt und auf die Pins von J1 gelegt um die LEDs per Stecker anschließen zu können. So konnten die LEDs ohne Widerstände auf einer Extrplatine angeschlossen werden. Die Gehäusebeleuchtung wurde nach dem selben Prinzip über J2 nach außen geführt.

Das +Eingangssignal für den Komparator der Gehäusebeleuchtung entspricht einer Gleichspannung zwischen 0V und 6V. Erst entsteht eine Gleichspannung von 6V durch den Spannungsteiler aus R17 und R18. Diese wird über R17 abgegriffen und kann durch das Poti R19 auf 0V-6V geregelt werden. Das -Signal ist der Sägezahn, der direkt über C1 abfällt.

Das +Eingangssignal für die LED-Komparatoren ist das 0V-6V r/g/b-Signal vom Bus. Für das -Eingangssignal wird der Sägezahn etwas modifiziert um die Gesamthelligkeit linear einstellen zu können. Gelöst wurde diese Aufgabe durch IC3A. Dieser arbeitet als nicht invertierender Verstärker. Die Verstärkung kann zwischen 1 und maximal durch das Poti R5 eingestellt werden. Wichtig für die Einstellung der Gesamthelligkeit ist der Anstieg des Sägezahns. Je steiler der Anstieg ist, umso größer wird der 0-Anteil im PWM-Signal. Der IC3A kann nicht mehr als 12V Ausgangsspannung liefern. Das ist aber nicht von Bedeutung, da das Eingangssignal vom Bus 6V nicht überschreitet.

Um die Funktion zu überprüfen wurden 8 Messpunkte eingerichtet: Masse, Farbeingänge, Farbausgänge vor Treiber und der Sägezahn nach der Verstärkung.

Dimensionierungen:

Für alle Spannungsteiler gilt: die Werte der Widerstände sind nicht entscheidend, sondern ihr Verhältnis. Die Widerstände der Spannungsteiler aus R17, R18 und R6, R1 sind mit 10kΩ bedacht. Der Spannungsteiler aus R7 und R8 wurden mit 10kΩ und 12kΩ dimensioniert. R4 wurde ebenso auf 10kΩ festgelegt. Da die OPVs nur sehr niedrige Eingangstrome brauchen sind Werte um 10kΩ angemessen groß gewählt.

R4 dient zur Eingangsstrombegrenzung von IC1A und IC1B sowie zur Ausgangsstrombegrenzung von IC1C, daher sind 10kΩ sinnvoll.

R3 stellt den Ladestrom von C1 ein und damit die Periodendauer des PWM-Signals. Bei einer willkürlichen Wahl von C1=100nF und f=150s⁻¹ kann man den zugehörigen Ladestrom und damit R3 berechnen:

mit

$$i(t) = C \frac{du(t)}{dt} \quad \text{für } i(t) = \text{const},$$

$$t_{max} = \frac{1}{150s}$$

und

$$U(t_{max}) = 6V \quad \text{ergibt sich}$$

$$i_{Lade} = \frac{U(t_{max}) \cdot C}{t} = 6V \cdot 100nF \cdot 150s^{-1} = 90 \mu A$$

näherungsweise gilt nun:

$$R3 = \frac{U_b}{i_{Lade}} \approx 133k\Omega$$

Die Potis R19 und R5 dienen nur als Spannungsteiler und begrenzen den Eingangsstrom für die Komparatoren, also haben wir uns für 500kΩ Potis entschieden.

Damit die Transistoren T1, T2, T3, T6 im Sättigungsbereich arbeiten, wurden die Basiswiderstände mit 2,2kΩ bedacht. So erhalten die Transistoren (unter Vernachlässigung des Basis-Emitterwiderstand) etwa 5,5mA Basisstrom.

Die Dimensionierung der LED-Vorwiderstände ergibt sich aus der einfachen Formel:

Betriebsspannung - (Vorwärtsspannung einer LED • Anzahl der LEDs im Strang)
Vorwärtsstrom einer LED • Anzahl paralleler Stränge

$$\frac{U_B - V_F * n}{I_F * l}$$

In unserem Fall gilt also:

- $U_B = 18 V$
- $n = 4$ (entscheidend sind hier die LEDs in Reihe, auch wenn mehrere Stränge parallel geschaltet werden, $n \cdot V_F$ kann maximal U_B erreichen, hier also 18 V, bei unseren LEDs beschränkt dies die Anzahl auf maximal 4 in Reihe)
- $I_F = 30 mA$ (ist dem Datenblatt der verwendeten LEDs zu entnehmen und darf kurzfristig auch höher sein)
- $l = 2$ (wir verwenden 2 Stränge parallel, die aber erst hinter dem Widerstand aufgespalten werden, daher ist hier IF gerade doppelt so hoch wie im Datenblatt der einzelnen LED angegeben)

Unter Verwendung der V_{Fmax} – Angaben aus den LED-Datenblättern ergaben sich in unserem Fall Widerstände zwischen etwa 40 und 100 Ohm, im Falle eines Nachbaus ist jedoch anzuraten, eher mit den V_F typisch – Werten zu rechnen oder aber Testweise per Potentiometer die passenden Widerstände ausgehend von der Einstellung des Arbeitspunktes zu ermitteln.

Außerdem würden wir bei einer erneuten Konstruktion ausschließlich LEDs eines Herstellers und Typs für die Farbstränge benutzen und den Mischmasch unserer Ausführung vermeiden (siehe LED-Platine). Hier konkrete Widerstandswerte anzugeben ist deshalb und auch wegen der produktionsbedingten Streuung der LED-Betriebsdaten kaum sinnvoll.

Es sei noch angemerkt, dass unter Umständen der Leistungsumsatz über den Treiberwiderständen problematisch werden kann. Da die Vorwärtsspannungen der roten LEDs in unserem Fall deutlich unter denen der anderen Farben lagen, fiel über deren Vorwiderstand erheblich mehr Spannung ab (da die Anzahl der LEDs in allen Strängen gleich ist).

Der Leser möge bitte darüber nachdenken, dass $8 V * 60 mA$ deutlich zu viel Leistung für Standardwiderstände sind. Unsere Modelle verkraften ca. 2 Watt, das ist genug.

Alternativ ließe sich das Design der LED-Platinen ändern, so dass jeder der 6 LED-Stränge (2 je Farbe) seinen eigenen Vorwiderstand erhält und entsprechend weniger Leistung umsetzen muss.



Abbildung 65: Ätzen der PWM-Platine

Bauelemente (PWM-Platine):

6x 10kΩ	(R17, R18, R1, R6, R4, R7)
1x 12kΩ	(R2)
1x 121kΩ	(R3)
4x 2,2kΩ	(R8, R9, R10, R20)
1x 100nF	(C1)
1x LM339N	(IC1x)
2x LM324N	(IC2x, IC3x)
4x 2N2222	(T1, T2, T3, T6)
2x BC557	(T4, T5)
8x Lötfahne	(als Messpunkte)
47Ω, >0,5W	(R12)
56Ω, >0,5W	(R11)
83Ω, 0,5W	(R13)
3x Spindeltrimmer(10x6x4 mm) liegend	(R14, R15, R16)
2x 500kΩ Poti	
1x 2-fach Pfosten	
1x 6-fach Pfosten	
1x Messerleiste 64 Pin	(R5, R19)

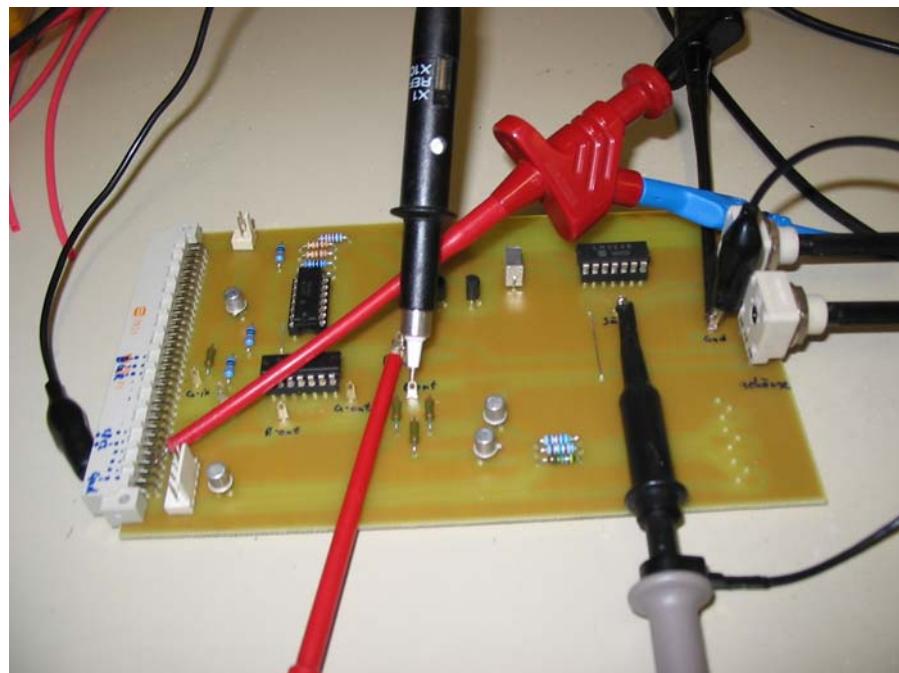


Abbildung 66: Testen der (fast) fertigen PWM-Platine

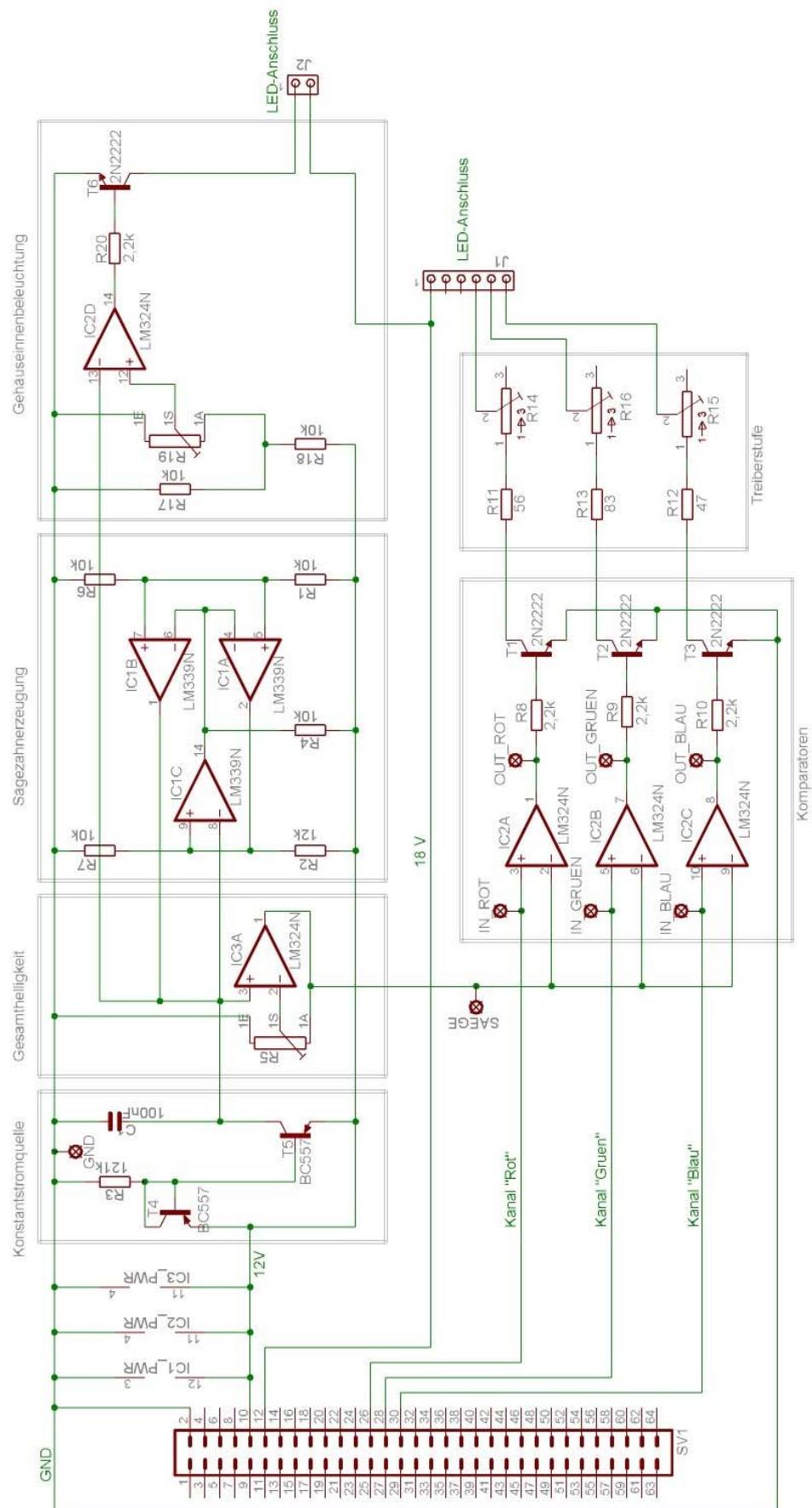


Abbildung 67: Schematic der PWM-Platine

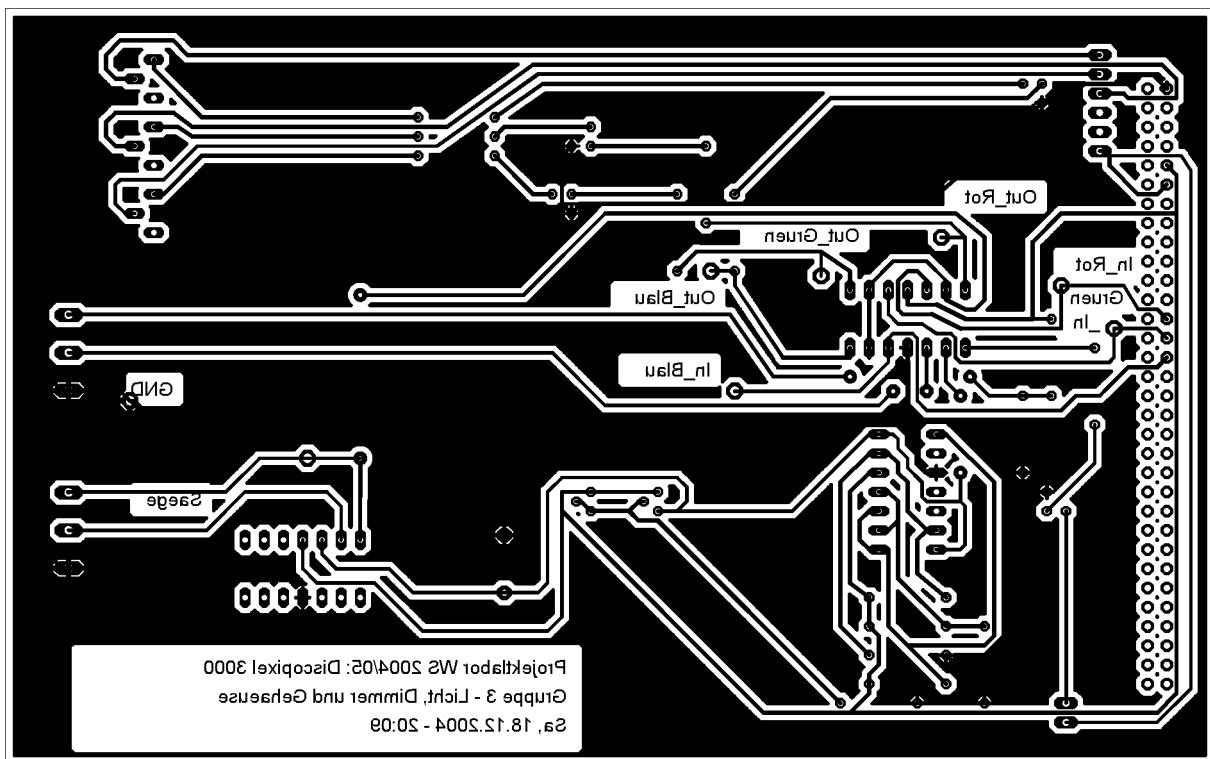


Abbildung 68: PWM-Layout

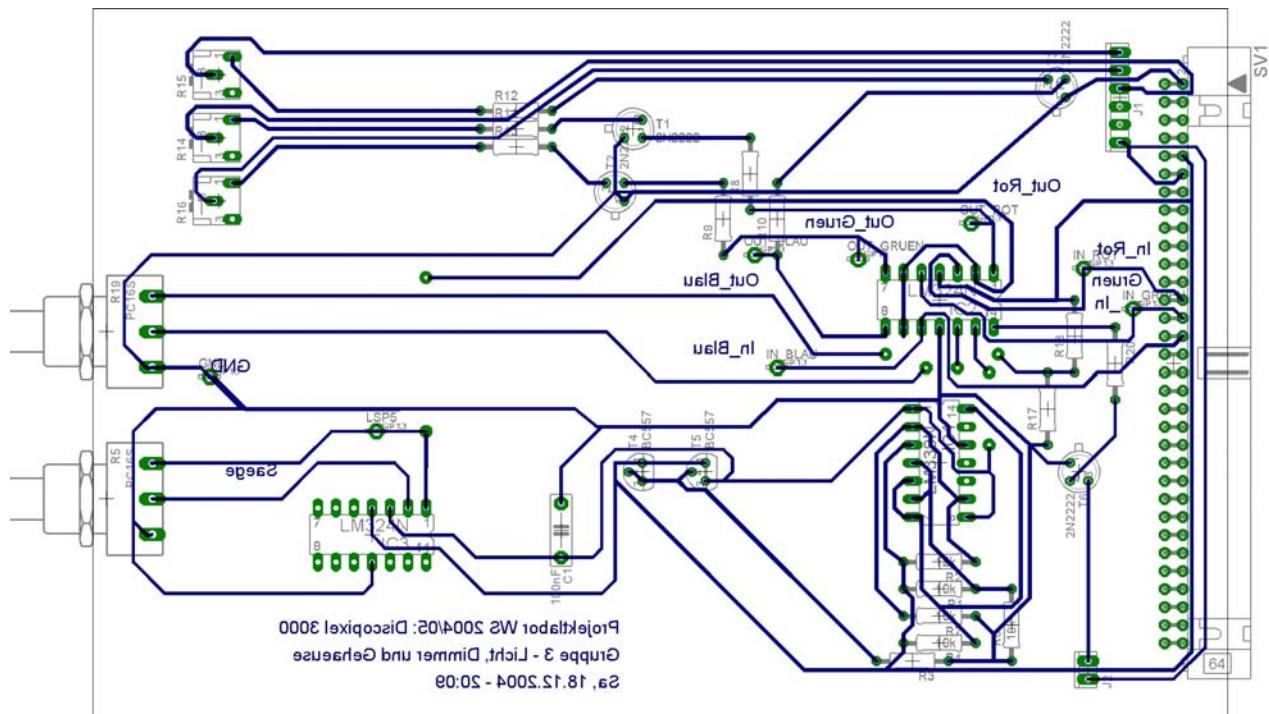


Abbildung 69: PWM_Stromlaufplan

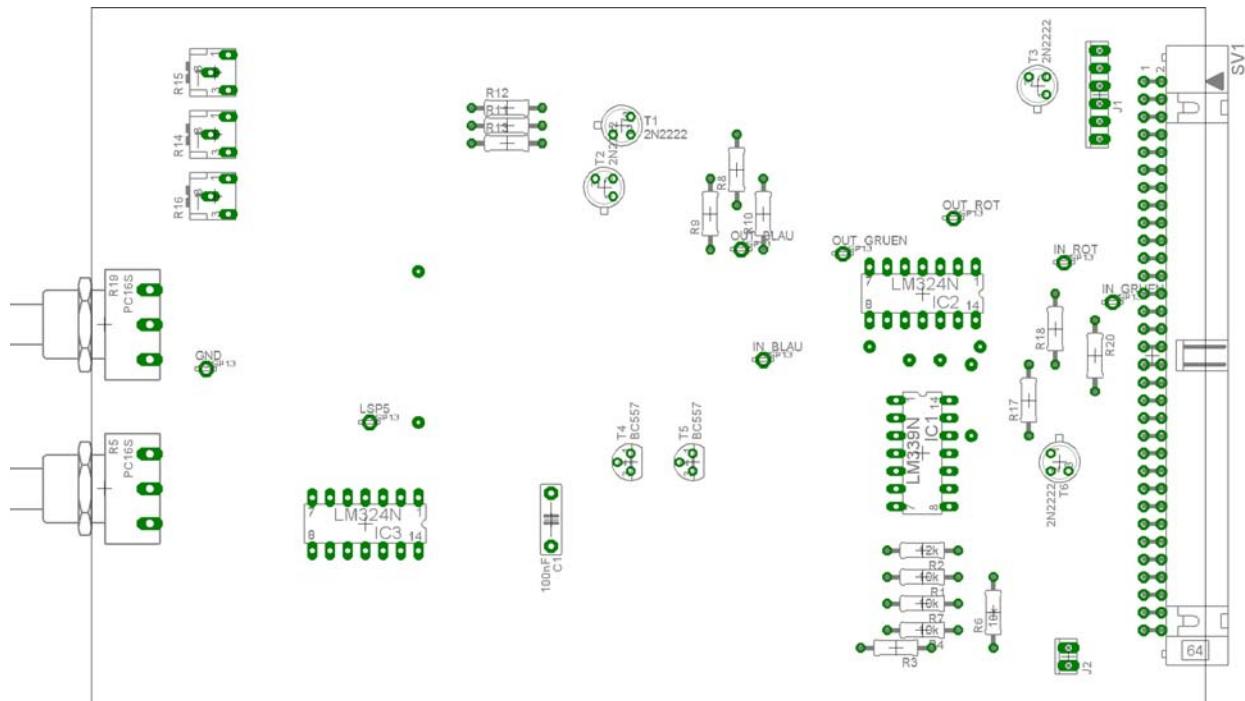


Abbildung 70: PWM-Bestückungsplan

Achtung: der Bestückungsplan (Abb. 68) ist Spiegelverkehrt!

Alternative: der 555-Timer

Als Alternative zu unserer realisierten PWM-Variante mit 3 OPVs zur Erzeugung der Sägezahnspannung war zeitweise die Umsetzung mit Hilfe eines 555-Timer-ICs angedacht. Hierbei ergäben sich folgende Vorteile:

- Die Schaltung benötigte weniger Bauelemente
- Die Höhe des Sägezahns wäre relativ leicht zu realisieren

In unserem Testaufbau arbeitete diese Schaltung jedoch noch nicht völlig zufriedenstellend, so war die Frequenz des Sägezahns noch zu hoch, außerdem lag sein Minimum nicht bei 0V. Da die OPV-Sägezahnschaltung gleichzeitig unseren Anforderungen gemäß funktionierte, entschieden wir uns für jene und gegen den 555-Timer.

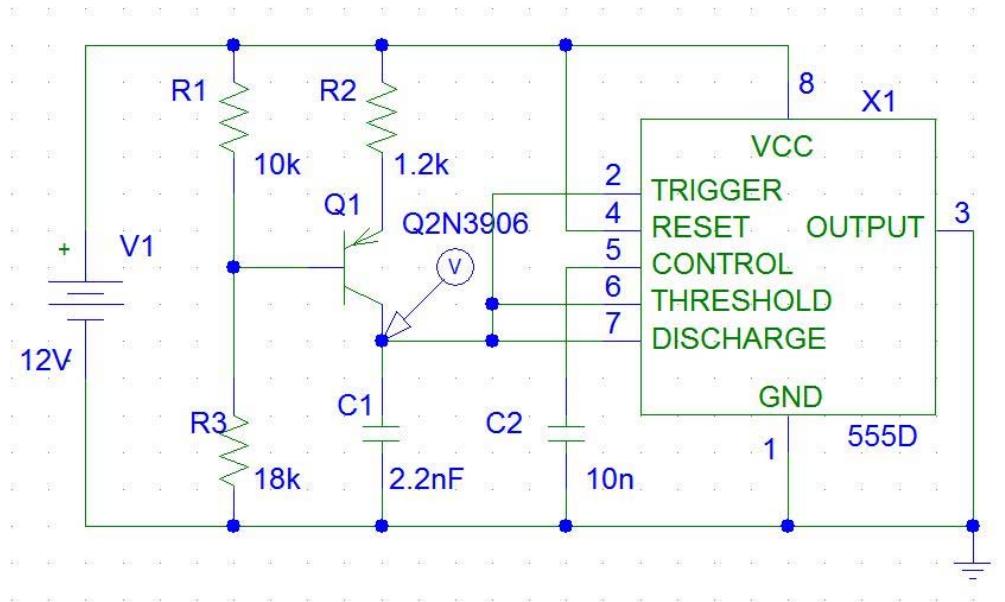


Abbildung 71: Schaltung mit 555-Timer

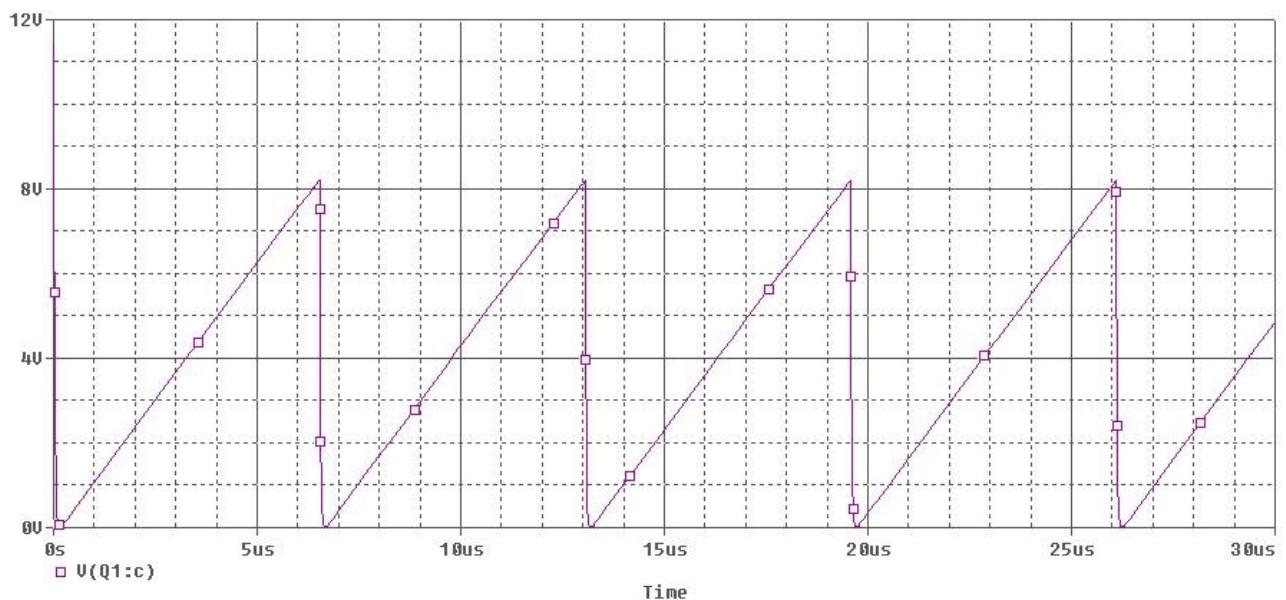


Abbildung 72: Simulation der 555-Ausgangsspannung, absolut gerader Anstieg

2.3.4.LED-Platine

Eigenschaften des Leuchtmittels

Aus der Beschreibung des DiscoPixel ergeben sich die folgenden Anforderungen an die Eigenschaften des Leuchtmittels:

1. stufenlose, gleichmäßige Helligkeitsregelung
2. kurze Ansprechzeiten bei Schaltvorgängen
3. geringe Hitzeentwicklung
4. großer Abstrahlwinkel
5. gleichmäßige Leuchtdichte
6. große Lichtausbeute
7. enger Spektralbereich
8. konstante Farbtemperatur über die gesamte Lebensdauer
9. lange Lebensdauer auch bei häufigem Schalten
10. preiswert
11. niedriger Verbrauch
12. im Einzelhandel erhältlich

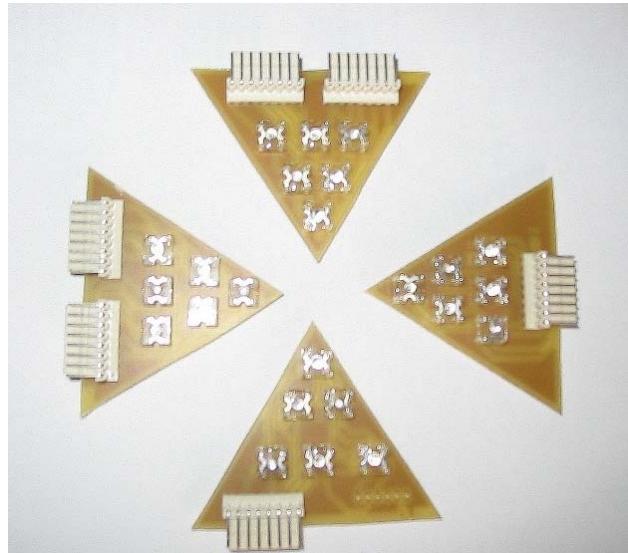


Abbildung 73: fertige LED-Platinen

Prioritäten bei der Wahl des Leuchtmittels:

Um auf Grundlage der geforderten Eigenschaften das geeignete Leuchtmittel auszuwählen, war es zunächst nötig, die obigen Punkte zu gewichten.

Um eine vereinbarungsgemäße Funktion des DiscoPixel zu ermöglichen, sind die stufenlose, gleichmäßige Helligkeitsregelung sowie kurze Ansprechzeiten bei Schaltvorgängen unabdingbar. Die Ziffern 1 und 2 sind also aus elektrotechnischer Sicht die wichtigsten Kriterien für die Wahl des Leuchtmittels.

Die geforderte RGB – Farbmischung kann nur realisiert werden, wenn die Leuchtmittel in einem möglichst genau definierten Spektralbereich Licht emittieren und dies auch konstant über ihre gesamte Lebensdauer tun. Die lichttechnisch gesehen wichtigsten Eigenschaften sind also oben unter den Ziffern 7 und 8 aufgeführt.

Aus wirtschaftlicher Sicht und Gründen des Umweltschutzes sind vor allem eine hohe Lichtausbeute bei niedrigem Verbrauch sowie eine lange Lebensdauer auch bei häufigem Schalten wünschenswert. Die Ziffern 6, 9 und 11 mussten also ebenfalls bei der Wahl des Leuchtmittels unbedingte Beachtung finden.

Weniger wichtig, obgleich immer noch beachtet, waren die Ziffern 3,4,5,10 und 12 aus folgenden Gründen: Zwar ist es wünschenswert, dass ein Leuchtmittel in einem geschlossenen Plexiglaskörper mit den gegebenen Abmessungen nur wenig Hitze entwickelt. Es wäre aber möglich gewesen, im gegenteiligen Fall eine Kühlseinrichtung in das Gehäuse zu integrieren. Da ohnehin ein niedriger Verbrauch unbedingt gefordert war, schien dieses Problem, sollte es denn überhaupt auftreten, bewältigbar zu sein.

Sollte das Leuchtmittel unserer Wahl nicht unseren Wunsch nach einem großen Abstrahlwinkel bei gleichmäßiger Leuchtdichte erfüllen, könnten wir uns mit einer größeren Anzahl von nebeneinander plazierten Leuchtmitteln oder einem Diffusionsmaterial behelfen.

Natürlich bevorzugten wir ein preiswertes Leuchtmittel, doch wenn die Forderung nach einer langen Lebensdauer und niedrigem Verbrauch erfüllt würde, wäre es wirtschaftlich immer noch vertretbar, hier eine kleine Investition zu wagen. Bei einer sehr langen Lebensdauer des Leuchtmittels wäre es auch nicht unbedingt notwendig, sich jederzeit Ersatz im Elektroeinzelhandel beschaffen zu können.

Die Wahl des Leuchtmittels:

Letztendlich fiel unsere Wahl auf LED, weil sie die für den DiscoPixel vorteilhaften Eigenschaften von Entladungslampen und Temperaturstrahlern nicht nur vereinen sondern zum Teil übertreffen. Darüber hinaus sind sie in ihren Abmessungen sehr klein und können dadurch problemlos in den DiscoPixel

eingebaut werden.

In folgender Tabelle werden die drei Leuchtmitteltypen Temperaturstrahler, Entladungslampen und LED im Hinblick auf die bereits ausgeführten Eigenschaften untersucht und verglichen. Die Zeichen + und – stehen für ein sehr gutes bis unzureichendes Erfüllen der jeweils geforderten Eigenschaft.

<u>Leuchtmitteleigenschaften</u>			
Eigenschaft	Temperaturstrahler	Entladungslampe	LED
! stufenlose, gleichmäßige Helligkeitsregelung	+++	+	+++
! kurze Ansprechzeiten bei Schaltvorgängen	-	+	+++
geringe Hitzeentwicklung	---	+	+++
großer Abstrahlwinkel	+++	+++	+
gleichmäßige Lichtverteilung	++	+++	+
! große Lichtausbeute	--	++	+++
! enger Spektralbereich	---	++	+++
! konstante Farbtemperatur über die gesamte Lebensdauer	+	+	+++
! lange Lebensdauer auch bei häufigem Schalten	--	+	+++
Preiswert	+++	+	+++
! niedriger Verbrauch	--	+	+++
im Einzelhandel erhältlich	+++	++	+

Bewertung von Leuchtmitteltypen im Hinblick auf den DiscoPixel

Die Eigenschaften, denen wir bei unseren Überlegungen besondere Priorität eingeräumt haben, sind in der Tabelle mit einem Ausrufezeichen gekennzeichnet. Hier wird offensichtlich, dass LED die Anforderungen des DiscoPixel am Besten erfüllen.

Die LED in Kürze:

Leuchtdioden sind Halbleiterbauelemente, die durch Stromfluss eine Strahlung abgeben. Die Wellenlänge dieser Strahlung wird herstellerseitig durch die Dotierung des Halbleitermaterials festgelegt, sie ist also nicht nur auf einen sehr engen Spektralbereich begrenzt sondern auch unabhängig von Größen wie Temperatur, Alter des Bauelements oder Größe des Stromflusses. Letzterer beeinflusst die Intensität der Strahlung, nicht ihre Farbe. LED geben nur wenig Wärme- und keine UV-Strahlung ab. Sie sind gegen mechanische Erschütterungen unempfindlich und benötigen keine Vorschaltgeräte. Betrieben werden sie mit niedrigen Spannungen und geringen Strömen. Ihre Lebensdauer übersteigt die von anderen Leuchtmitteln bei weitem und wird durch Schaltvorgänge nicht in dem Maße beeinträchtigt wie es z.B. bei Temperaturstrahlern der Fall ist. Da – anders als bei Temperaturstrahlern oder Entladungslampen – keine bestimmte Betriebstemperatur bzw. Zündspannung erreicht werden muss (abgesehen von den üblichen 0,7 V im Falle von Silizium, sonst auch manchmal etwas mehr), um die Lichtemission anzuregen, reagieren LED schneller auf Änderungen des Stromflusses.

Welche LED denn nun?

Nachdem die Entscheidung für LED als Leuchtmittel gefallen war, stellte sich die Frage, welche LED wir benutzen.

Die Entwicklung von Hochstrom – LED (Superflux – LED), die (anders als die hinreichend bekannten Statusleuchten an elektrischen Geräten aller Art) genügend Licht emittieren, um als Leuchtmittel Verwendung zu finden, liegt noch nicht lange zurück. Dennoch haben bereits einige Hersteller eigene Entwicklungen vorzuweisen, die sich vor allem in ihrer Lichtstärke, der Stromaufnahme und ihrem Preis unterscheiden. Doch auch der Abstrahlwinkel und die Lichtverteilung weist bei den verschiedenen Modellen Unterschiede auf.

Einige Firmen bieten komplett Lösungen mit Hochstrom – LED an, die bereits in einem Gehäuse arrangiert

und mit einer Steuereinheit versehen sind. Da ein Ziel des Projektlabors war, die Steuereinheit selbst zu entwerfen und umzusetzen und wir auch das Arrangement der LED auf den DiscoPixel abstimmen wollten, fielen diese Anbieter für uns von vornherein aus.

In Frage kamen die verschiedenen Hochstrom – LED der Firmen Lumileds und Kingbright. Von den Modellen der Firma Lumileds waren vor allem zwei für uns von Interesse: Luxeon und Superflux. Da die Hochstrom – LED der Firma Kingbright denjenigen von Lumileds ähnlich sind, werden diese beiden Modelle später im Vergleich beschrieben.

Die Luxeon – LED wurde für den Einsatz in der professionellen Beleuchtungstechnik entwickelt. Sie ist in für eine RGB – Farbmischung brauchbaren Wellenlängen erhältlich und gibt bei einer Stromaufnahme von 700mA genug Licht ab, um im Bühneneinsatz Anwendung zu finden. Ohne Linsenvorsatz hat die Luxeon – LED einen Abstrahlwinkel von ca. 140°. Die hohe Lichtausbeute und der große Abstrahlwinkel haben uns diese LED schmackhaft gemacht, jedoch sprachen der Preis (ab ca. 14€ pro Stück) und die Ausführung als SMD – Bauelement gegen diese LED.

Die Superflux – LED von Lumileds und die entsprechende von Kingbright sind in THT – Bauweise ausgeführt. In ihrem Aufbau unterscheiden sie sich nur in der Anordnung von Kathode und Anode voneinander, äußere Form und Gestaltung sind gleich. Beide Modelle vertragen Stromspitzen bis zu 70mA, werden aber in der Regel mit 30 bis 50mA betrieben. Beide besitzen einen Abstrahlwinkel von ca. 110°, bei dem sich die radiale Lichtverteilung allerdings unterscheidet (s. Bild 1). Die LED beider Hersteller eignen sich für eine RGB – Farbmischung, die Farbe des emittierten Lichts unterscheidet sich aber im direkten Vergleich ein wenig voneinander.

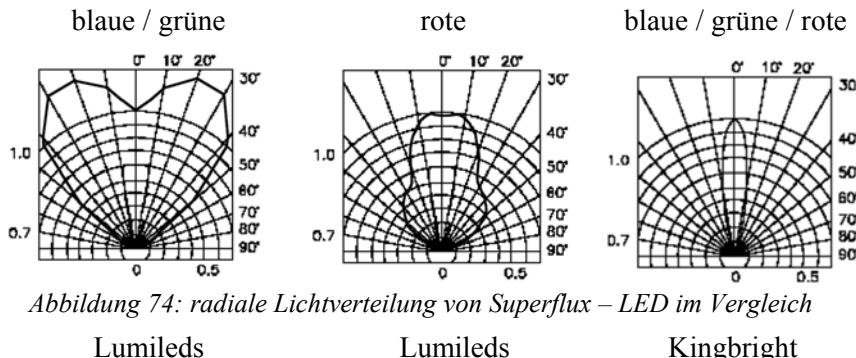


Abbildung 74: radiale Lichtverteilung von Superflux – LED im Vergleich

Lumileds

Lumileds

Kingbright

Die in der Abbildung gezeigte radiale Lichtverteilung der LED ist etwas irreführend, weil jeweils nur der Umriss des hellsten Kerns des Lichtkegels gezeigt wird. Außerhalb dieses Bereichs wird immer noch sehr viel Licht gestreut, das nach außen hin in seiner Intensität abnimmt. Dieses Leuchtverhalten bereitete uns Schwierigkeiten, auf die weiter unten genauer eingegangen wird.

Die Modelle beider Hersteller eignen sich für die Verwendung im DiscoPixel, wobei die Superflux – LED von Lumileds etwas bessere Eigenschaften besitzt; Vor allem bei den roten LED wird sichtbar, dass sie eine höhere Lichtintensität erzeugen, außerdem sind sie etwas preiswerter. Da wir, als wir zu dem Schluß kamen, diese zu verwenden, bereits eine Anzahl von LED der Firma Kingbright gekauft hatten, entschlossen wir uns, beide Modelle zu benutzen. Im Verlauf des Projektlabors zeigte sich ohnehin, dass die zunächst kalkulierte Anzahl von vier LED pro Farbe nicht ausreichen würde, um den Plexiglaskörper ausreichend zu beleuchten. Wir verdoppelten also die Anzahl der zu verwendenden LED und ergänzten unseren Bestand mit den Modellen der Firma Lumileds.

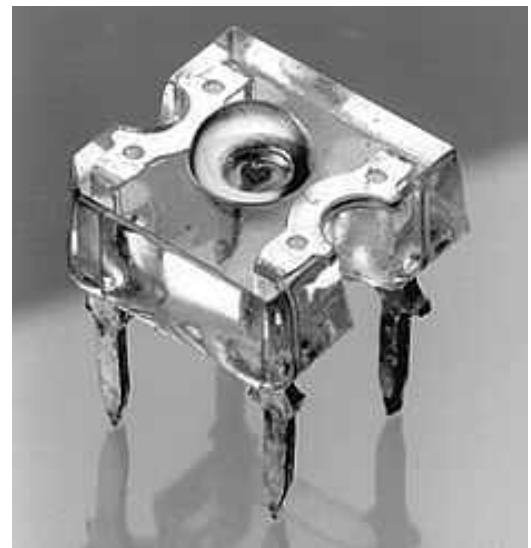


Abbildung 75: die ungewöhnliche Superflux

Die Anordnung der LEDs

Rahmenbedingungen

Für den Betrieb der LED wurde eine Gleichspannung von +18V bereitgestellt, die wir ursprünglich an drei Stränge mit jeweils vier in Reihe geschalteten LED der gleichen Farbe anlegen wollten, so dass jeweils eine der drei Farben Rot, Grün und Blau einen Strang belegt. Da sich die unterschiedlich farbigen LED in ihrer Vorwärtsspannung v_F unterscheiden (rot: ca. 2,5V, blau: ca. 3,8V, grün: ca. 3,9V, Maximalwert), erschien uns dies als die einfachste und sparsamste Variante zur Dimensionierung der Vorwiderstände in der Treiberstufe. Durch diese Anordnung stellte die erhöhte Anzahl der benutzten LED kein Problem dar; wir ergänzten unsere Schaltung einfach um einen weiteren parallelen Strang pro Farbe mit jeweils vier LED und passten die Vorwiderstände an den veränderten Stromfluss an.

Da die LED der beiden unterschiedlichen Hersteller ähnliche Kenndaten haben und relativ große Toleranzen in Betriebsspannung und -strom aufweisen (s. Datenblätter im Anhang), war es möglich, für alle Farben einen Mittelwert der Vorwärtsspannung anzunehmen und diesen zur Berechnung der Vorwiderstände zu nutzen. Um uns dennoch die Möglichkeit offen zu lassen, in der fertig aufgebauten Schaltung durch ein Variieren der Vorwiderstände den Stromfluss durch die LED und damit die Helligkeit anzupassen, bauten wir in die Treiberstufe jedes Stranges zusätzlich zu einem Widerstand einen Spindeltrimmer zur Feinjustierung ein. Die Treiberstufe wurde auf der PWM – Platine untergebracht, um uns einen größeren mechanischen Spielraum bei der Anordnung der LED im Plexigaskörper zu geben. Auf die Überlegungen hierzu wird weiter unten genauer eingegangen.

Das Schematic:

Das vorliegende Schematic zeigt die Anordnung der LED in sechs Strängen mit jeweils vier gleichfarbigen LED. Wir entschieden uns, diese auf vier unterschiedlichen Platinenstücken unterzubringen. Um das Verkabeln jener Stücke zu erleichtern, wurde beim Erstellen des Schematic besonders darauf geachtet, dass die Steckerbelegung in den vier Abschnitten erhalten bleibt. An Pin 1 liegt in allen vier Abschnitten des Schematic die Betriebsspannung von +18V an, die einzelnen Stränge belegen ebenfalls immer dieselben Pins. Die einzige Ausnahme hiervon stellt der Stecker dar, an dem die von der Treiberstufe kommenden Leitungen anliegen. Es werden zwar schon auf der PWM – Platine für die unterschiedlich farbigen LED unterschiedliche Leitungen belegt, die Aufteilung auf die parallelen Stränge derselben Farbe findet aber erst hier, auf dem „ersten“ LED – Platinenstück statt.

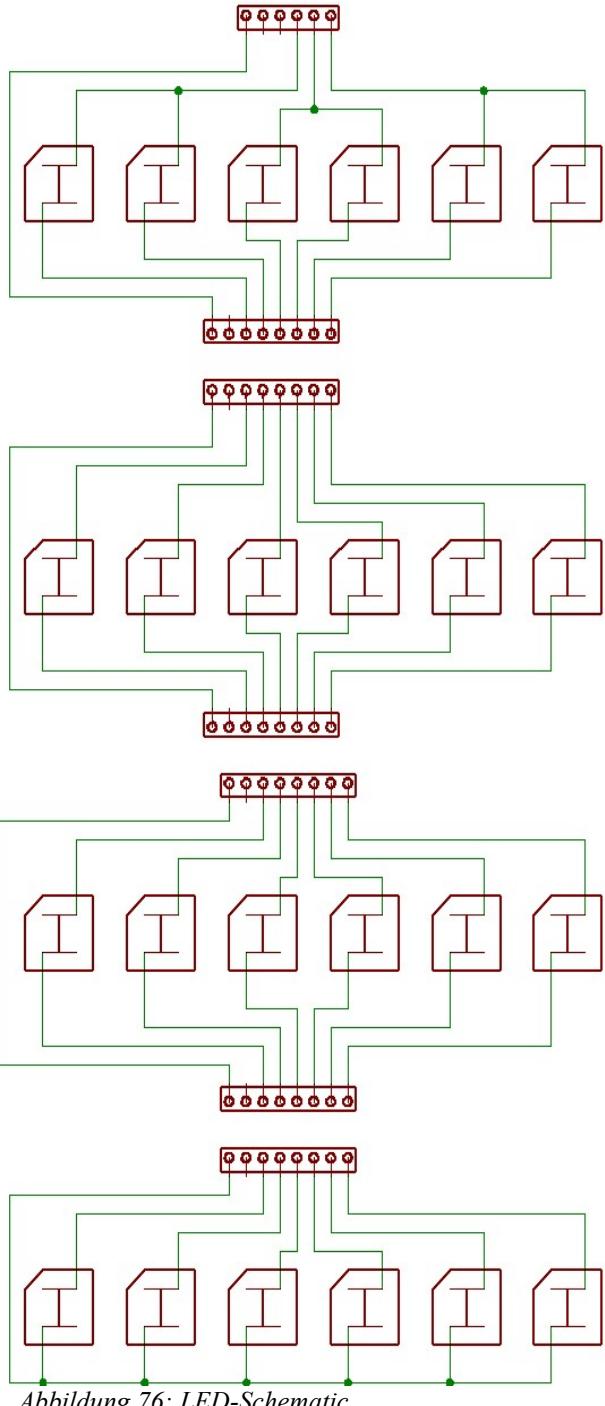


Abbildung 76: LED-Schematic

Rechts: das Schematic zeigt die 6 Stränge, 2 je Farbe, alle parallel. Oben der Anschluss für das Kabel zur PWM-Platine, unten die abschließende Platine, die alle Stränge mit 18 V verbindet.

Das Board:

Beim Layout des Boards lag unser besonderes Augenmerk auf einer sinnvollen Anordnung der farbigen LED. Um ein möglichst homogenes Ausleuchten des Plexiglaskörpers zu erreichen, vermieden wir es, zwei LED derselben Farbe direkt nebeneinander zu positionieren. Wir hatten uns bereits für die weiter unten ausführlicher beschriebene Pyramidenform entschieden. Um die Anordnung der LED festzulegen, fertigten wir eine Skizze der von oben betrachteten Pyramide an und plazierten die LED von der Spitze ausgehend, in den Farben abwechselnd, nach außen.

Auf jedem Platinenstück sitzen jeweils zwei LED jeder Farbe. Beim Bestücken der fertig geätzten und gebohrten Platine achteten wir darauf, dass die beiden LED derselben Farbe jeweils von unterschiedlichen Herstellern waren. Dies geschah, um die bereits erwähnten Unterschiede in der Lichtfarbe auszugleichen.

Die LED haben wir möglichst nah um die Spitze der Pyramide gruppiert, um die Beleuchtungsstärke am Deckel des Würfels zu erhöhen, die Stecker sind an den unteren Kanten der Platinenstücke angeordnet.

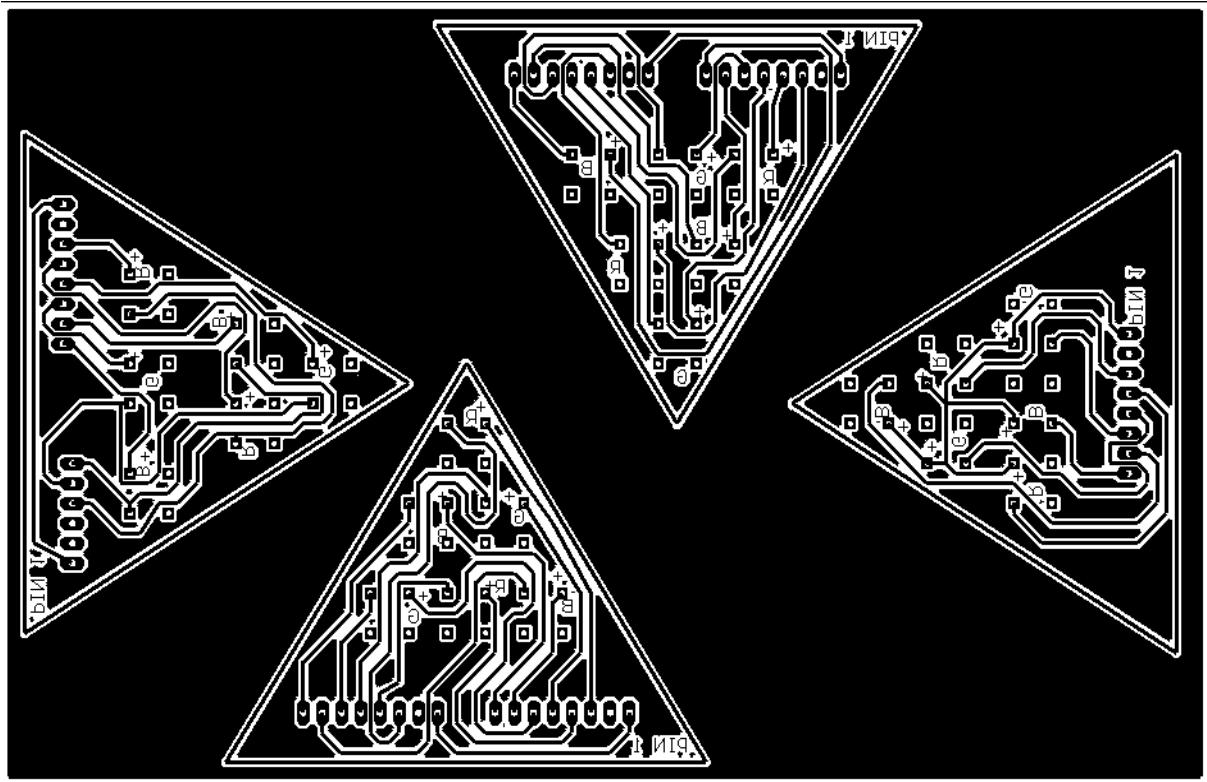


Abbildung 77: Das fertige LED-Board, nicht Originalgröße

Die Pyramide

Für die Pyramidenform entschieden wir uns, um eine möglichst homogene Ausleuchtung des Plexiglaskörpers zu erreichen. Wir wollten die LED nicht plan auf dem Boden des Würfels anbringen, weil dann die Beleuchtungsstärke gemäß dem Lichttechnischen Entfernungsgesetz nach oben hin deutlich abgenommen hätte. Außerdem würden bei einem Abstrahlwinkel von - laut Datenblatt – 110° die unteren Ränder der Seitenflächen bei einer solchen Anordnung nicht beleuchtet. Durch das Anwinkeln der LED hofften wir, ein vollständiges Beleuchten der Seitenflächen zu erreichen und gleichzeitig den Abstand der LED zum Deckel des Würfels zu verringern, so dass hier die Beleuchtungsstärke zunimmt.

Allerdings gestaltete sich der rechnerische Entwurf dieser Anordnung als schwierig, da der in den Datenblättern angegebene Abstrahlwinkel der LED, wie oben schon erwähnt, nicht absolut zu sehen ist. Auch außerhalb des angegebenen Winkels wird noch recht viel Streulicht emittiert. Gleichzeitig ist die Lichtverteilung innerhalb dieses Abstrahlwinkels nicht gleichmäßig, so dass zum Teil deutlich intensivere Farbschlieren auf dem Plexiglaskörper sichtbar waren. Daher entschieden wir uns, über die Pyramide einen möglichst lichtdurchlässigen Diffusionskörper zu stülpen. Das geeignetste Material, welches wir hierfür fanden, ist eine milchige Plastikschüssel mit schätzungsweise 90% Lichtdurchlässigkeit. Das Problem der schwer definierbaren tatsächlichen Abstrahlwinkel lösten wir durch Ausprobieren. Zwar hatten wir die Platinenstücke in einem bestimmten Winkel zurecht gesägt, doch ließ unsere Bauweise es durchaus zu, die Kanten der einzelnen Stücke nicht bündig zu verbinden, so dass wir die Pyramide auch etwas flacher fixieren konnten. Die Pyramide im Ganzen brachten wir dem Plexiglaswürfel gegenüber um 45° versetzt an, um ein besseres Ausleuchten der Kanten des Würfels zu erreichen.

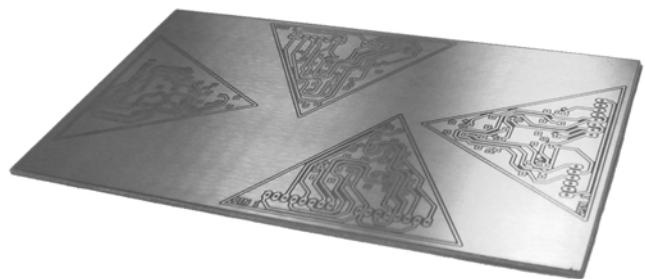


Abbildung 78: LED-Platine vor dem Aussägen

Ergänzung:

Die bisherigen Abschnitte entstanden vor dem entgültigen Zusammensetzen der Pyramide. Nachdem wir sie aber testeten, mussten wir feststellen, dass unsere Anordnung der LEDs zu deutlich sichtbaren Farbfeldern einzelner LEDs auf der Oberfläche führt. In Folge dessen verringerten wir den Anstellwinkel der Dreiecke signifikant, so dass sie noch immer pyramidal angeordnet werden, in der Mitte aber nur wenige Zentimeter höher stehen als am Rand. Wir hoffen, dadurch wieder einen größeren Einfluss aller LEDs auf alle Flächen des Würfels zu erreichen, so dass sich ein homogeneres Farbbild ergibt. Insofern hat sich unsere Grundanlage der Leuchteinheit dennoch bewährt, da es uns problemlos möglich war, die einzelnen Teilplatinen neu anzurichten.

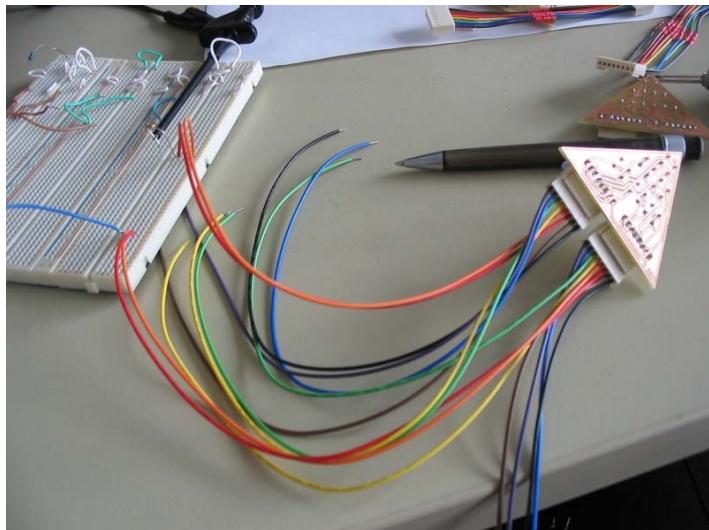


Abbildung 79: Durchtesten einer Platine

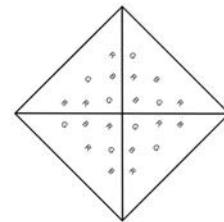


Abbildung 80:
Plexiglaswürfel und
LED – Pyramide um
45° versetzt

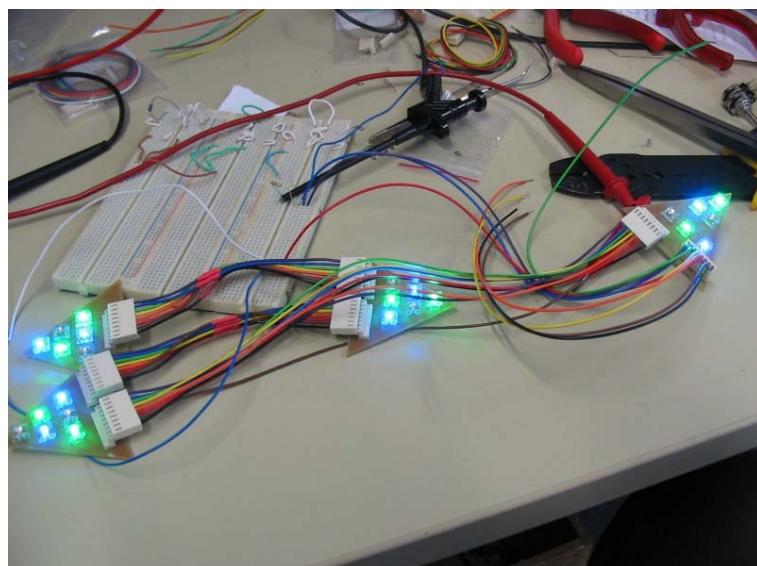


Abbildung 81: Test blauer/grüner Kanal

2.3.5. Die Innenbeleuchtung des Gehäuses

Die Innenbeleuchtung des Gehäuses wurde aus naheliegenden Gründen zwar ebenfalls mit LED realisiert,

hier entschieden wir uns aber gegen die im DiscoPixel selbst verwendeten Superflux- LED. Zum Einen geben die LED, die wir für die Gehäusebeleuchtung eingesetzt haben, einen etwas violetteren Farbton ab, der uns an dieser Stelle besser gefiel als das sehr kalte, fast grünliche Blau der Superflux - LED. Zum anderen gab es Bedenken, dass eine all zu helle Gehäusebeleuchtung vom eigentlichen DiscoPixel ablenken könnte. Darüber hinaus sind die verwendeten LED ausgesprochen preiswert, lassen sich folglich in größerer Zahl einsetzen und können gezielter auf die Platinen ausgerichtet werden.

2.4. Netzteil

2.4.1 Gruppeneinleitung

Die Gruppe Netzteil hatte folgende Teilnehmer:
Clemens, Daniel, Erik, Gerry, Holger, Jacques, Moritz, Thiemo, Thomas.

Aufgabenstellung

Die primäre Aufgabe für die Netzteilgruppe bestand darin, die anderen Teilgruppen mit den von ihnen gewünschten Spannungen und Strömen zu versorgen. Dies führte zunächst zu einigen Grundsatzüberlegungen zur Realisierung von Netzteilen. Eine strikte Aufteilung in Untergruppen fand nicht statt.

Soziale Stimmung in der Gruppe

Es herrschte ein weitestgehend positives Arbeitsklima.

An machen Stellen vielleicht ein wenig zu positiv um zielgerichtet arbeiten zu können.

Die Aufgabenverteilung an einzelne Gruppenmitglieder funktionierte leider nicht immer so gut, dass jeder zu jeder Zeit ausgelastet war. Wir taten uns anfänglich zudem schwer die Anfangsbesprechung durchzuführen. Daraus resultierte auch ein Nichtbeachten des Zeitplans, was uns im Laufe der Zeit zu mehreren Zusatzterminen zwang.

Zum Ende hin besserte sich die Organisation jedoch deutlich, so dass produktives Arbeiten möglich war. Fazit: Man hätte durch bessere Organisation (z.B. Zeitplan am Anfang aufstellen) etwas effizienter Arbeiten und so vielleicht den ein oder anderen Zusatztermin vermeiden können.

2.4.2 Arten von Netzteilen

Welche Arten von Netzteilen gibt es überhaupt? Mit dieser Frage musste sich die Gruppe als erstes auseinandersetzen. Die Gruppe kam zu folgendem Ergebnis:

Man unterscheidet prinzipiell zwei Arten von Netzteilen. Das Schaltnetzteil (1) und das längsregelnde (herkömmliche) Netzteil (2).

Das Schaltnetzteil überzeugt vor allem durch die geringen Platzanforderungen und den hohen Wirkungsgrad. Das Schaltnetzteil unterbricht die Eingangsspannung mit hoher Frequenz, sodass der Transformator sehr klein sein kann. Anschließend wird aus der Wechselspannung eine Gleichspannung mit Hilfe einer Induktivität und einer Kapazität erzeugt (siehe Abb.: Blockschaltbild Schaltnetzteil). Durch das Verwenden von zwei verschiedenen Energiespeichern zur Glättung der Ausgangsspannung wird ein sehr hoher Wirkungsgrad von über 90% erzielt. Die beiden Vorteile, geringes Gewicht und hoher Wirkungsgrad, müssen mit viel Entwicklungsarbeit erkauft werden.

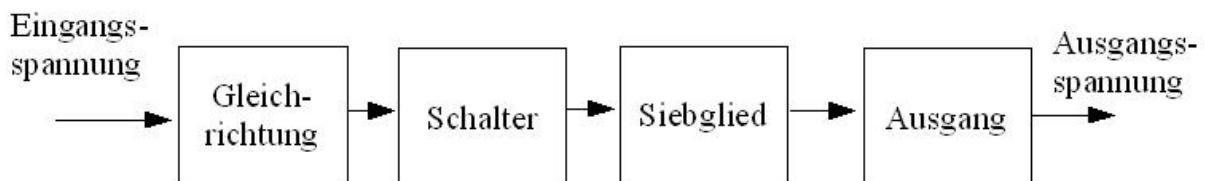


Abbildung 82: Blockschaltbild Schaltnetzteil

2) Das längsregelnde Netzteil verwendet einen herkömmlichen Transistor. Die transformierte Spannung wird mit nur einem Energiespeicher, einem Kondensator, geglättet und anschließend mithilfe von Transistoren oder Spannungsreglern stabilisiert (siehe Abb. Blockschaltbild Netzteil). Die überschüssige Leistung wird bei diesem Prinzip in Wärme umgewandelt und muss über Kühlkörper abgeführt werden. Dadurch ergibt sich ein geringerer Wirkungsgrad als bei Schaltnetzteilen. Der Vorteil eines solchen Netzteils ist das einfache Berechnen und Simulieren.

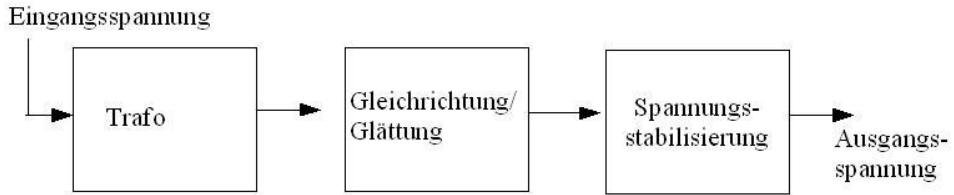


Abbildung 83: Blockschaltbild Netzteil

Da es im Projektlabor am Semesterende zu einer perfekt funktionierenden Schaltung kommen sollte, und man sich dem Schaltungsaufwand des Schaltnetzteils nicht gewachsen fühlte, entschied sich die Gruppe zum Bau eines längsregelnden Netzteils.

Transformatoren

Wichtige Größen

- Wirkungsgrad (gibt die Verluste im Netzteil an)
- Nennleistung (Primär und Sekundär)
- Kerngröße, Art des Kerns
- Kernmaterial
- max. Stromdichte
- Windungen pro Volt

Funktionsweise

Eine an die erste Wicklung ("Primärwicklung") angelegte Wechselspannung erzeugt einen veränderlichen Primärstrom und damit ein veränderliches Magnetfeld im Kern, dieses Feld durchsetzt die zweite Wicklung ("Sekundärwicklung") und erzeugt hier durch Induktion wiederum eine Spannung. Die in der Sekundärwicklung erzeugte Spannung ist exakt so hoch, wie das Verhältnis ihrer Windungszahl zur Primärwicklung. Trafoprinzip funktioniert „vorwärts“ und „rückwärts“.

Ein Eisenkern erhöht die Induktivität. Er ist meist aus vielen einzelnen voneinander isolierten Blechen aufgebaut oder aus speziellen magnetisierbaren Keramiken. Wäre der Kern massiv, würden sich durch Induktion Wirbelströme bilden, die den Wirkungsgrad erheblich verschlechtern würden und zu einer stärkeren Erwärmung des Trafos führen würden.

Der **Spulenkörper** ist ein in der Regel aus Kunststoff bestehendes Formteil, welches die Wicklungen aufnimmt und ihnen mechanische Stabilität gibt. Nicht alle Transformatorbauformen erfordern dies (z.B: Ringkerntrafo). Als Spulendraht verwendet man z.B. isolierten Kupferdraht.

Ein Transformator mit nur einer Wicklung heißt **Spartransformator**. Diese Wicklung hat immer eine Anzapfung, sonst wäre keine Spannungsumsetzung möglich. Bei einem Spartransformator besteht keine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgang.

Trafo Verhältnisse

Übertragungsleistung	S	~	I^4	Die Übertragungsleistung steigt mit der 4. Potenz der Abmessung (ein 100 MVA Transformator ist nur 10 mal länger als einer für 10 kVA)
Transformatorverluste	Pv	~	I^3	Je grösser ein Transformator ist, desto besser wird sein Wirkungsgrad (bis 99,8%)
Transformatoroberfläche	A	~	I^2	Je grösser ein Transformator ist, desto mehr Probleme hat er mit der Abführung der Verlustwärmе

Realer Trafo

Ein realer Transformator hat Übertragungsverluste durch den Ohmschen Widerstand der Wicklung, durch **Wirbelstrombildung** im Kern und durch andere Effekte (ummagnetisierungs Verluste, Streufluss). Bei großen Transformatoren muss die Verlustleistung gegebenenfalls durch geeignete Kühlung abgeführt werden. Bei starker Überlastung kann ein Transformator "durchbrennen" (Isolierung der einzelnen Kupferwicklungen brennt durch und wird somit leitend).

Wirbelströme

Sie entstehen durch die schnelle Umpolung der Spule. Da der Eisenkern im realfall leitend ist, werden die darin befindlichen Elektronen angeregt, sich innerhalb des Kerns kreisförmig zu bewegen. Durch ihre Bewegung erzeugen sie ein Magnetfeld das der Wirkung des vorhanden Magnetfeldes entgegengerichtet ist (Lenz'sche Regel).

2.4.3.detaillierte Planung/Entwicklung

Die nächste Aufgabe für die Netzteilgruppe bestand nun darin, die angestellten Überlegungen in eine vernünftige, den Anforderungen gerecht werdende, Schaltung zu überführen. Dazu gab es innerhalb der Gruppe einige Vorschläge, die sich jedoch alle nicht allzusehr voneinander unterschieden. Letztlich einigte man sich auf eine Schaltung die folgende Komponenten beinhalten sollte:

1. Einen Transformator, welcher die Netzspannung von 230V auf einen zu dem Zeitpunkt noch nicht bekannten Wert heruntertransformieren solle.
2. Einen Gleichrichter, der die transformierte Wechselspannung in Gleichspannung umwandeln soll.
3. Einen dahinter geschalteten Glättungskondensator, der ausreichend Energie speichern kann um die noch sehr wellige Gleichspannung zu glätten.
4. Einen Spannungsregler, der die Spannung noch weiter glättet und auf konstantem Niveau hält.
5. Eine Sicherung

Über die genau Dimensionierung und Verfügbarkeit der Bauteile konnte man sich zu diesem Zeitpunkt noch nicht genauer informieren, da die zu liefernden Leistungswerte von den anderen Gruppen festgelegt werden mussten, diese jedoch in ihrer Entwicklung noch nicht so weit waren, als das sie definitive Werte hätten angeben können. Klar war jedoch, dass die Lampen eine andere Spannung benötigen würden als die anderen Module.

Eine erste Schätzung seitens der Lampengruppe gab uns vor 15V und 1,5A liefern zu müssen.

Für die anderen Gruppen nahmen wir zunächst +5V als benötigte Spannung an.

Für die Realisierung sah die Gruppe wiederum zwei Möglichkeiten:

- 1) Einen relativ großen Trafo, der es ermöglicht, die von den Gruppen benötigten Spannungen gleichzeitig von ihm abzugreifen.
- 2) Einen kleineren Trafo bzw. kleineres Netzteil für den die Verarbeitungs- und Regelmodule und separat einen leistungsstärkeren für die Lampen.

Man entschied sich für die 2. Variante. Da es sich als nicht möglich herausstellte einen Trafo zu finden, der sinnvoll für die Forderungen der anderen Gruppen (siehe Entstehung 12V Zweig) gewesen wäre, entschieden wir uns für zwei separate Printtrafos.

Einer der ersten Schaltpläne zu den Angestellten Überlegungen:

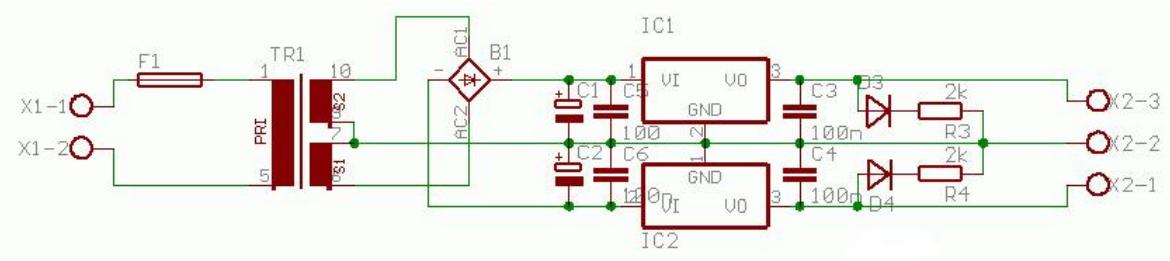


Abbildung 84: erster Schaltplan

Dieser Schaltplan zeigt einen ersten Entwurf des kleineren Netzteils mithilfe von Festspannungsreglern. Die Schaltung hat einen Zweig für die positive Spannung und einen für die negative.

Er berücksichtigt sogar schon einige Besonderheiten der Beschaltung von Festspannungsreglern (vor und nach jedem Spannungsregler ein Kondensator dessen Dimension aus dem entsprechenden Datenblatt zu entnehmen ist). Außerdem wurde hier eine LED pro Zweig eingesetzt um eine Funktion anzugeben.

Der Gruppe fehlten jetzt noch die Angaben der anderen Gruppen, ohne die die genaue Dimensionierung des Netzteils nicht möglich war. Zu diesem Zeitpunkt stellte die Gruppe auch Überlegungen zu einer Leistungsanzeige des leistungsstärkeren Zweiges (Lampen) an. Siehe dazu 2.4.4.

Nach einiger Zeit entwickelte sich die Forderung der Musik- und Zufallgruppe nach einem symmetrischen 12V-Netzteil, das der Zufallgruppe 200mA und der Musikgruppe 300mA liefern sollte.

Zum Schnittstellentermin wurden die Forderungen der anderen Gruppen endgültig. Die Gruppe „Musikverarbeitung“ und „Zufall“ benötigt $\pm 12V$ und jeweils 8W. Die „Lampengruppe“ benötigt als Betriebsspannung für die Steuerplatine nur den +12V Zweig gegen Masse, bei einer Leistung von 1,7W. Wir mussten den Gruppen die Leistungen zur Verfügung stellen und mussten also wissen, wie groß die Gesamtleistung war. Dazu addierten wir die Leistungsforderungen der Gruppen I, II und III ohne zu berücksichtigen, dass jeweils nur Gruppe I und III oder Gruppe II und III das 12V-Netzteil belasten. Daher wurden die Bauteile anfangs stark überdimensioniert. Der folgenschwere Fehler wurde kurz nach dem Schnittstellentermin erkannt und die Gruppe dimensionierte daraufhin die Bauteile auf die neuen Leistungsanforderung.

Außerdem stellte der 12V-Zweig die Betriebsspannung für unsere eigenen Operationsverstärker bereit. ei der Beschaffung. Wir

Die Bauteile wurden besorgt und es gab auch keine Probleme bei der Beschaffung. Wir verwendeten zur Transformation der Netzspannung einen Printtrafo, an dem wir +12 und -12 Volt als Effektivwerte abgriffen und diese danach gleichrichteten. Dazu verwendeten wir den 7812 und 7912 Festspannungsregler. Zur Glättung nach dem Gleichrichter verwendeten wir Kapazitäten von 4,7mF.

Auch bei Belastungstests blieb die Spannung am Ausgang konstant, solange man sich im von uns vorgegeben Rahmen von 0,5A bewegte. Erste Spannungseinbrüche von ca. 0,1V gab es erst ab 0,6A ein Wert, den die anderen Gruppen nicht benötigen werden.

Die Richtung der Entwicklung des 18V-Zweiges war durch die angestellten Vorüberlegungen relativ eindeutig.

Wir wussten prinzipiell über den Aufbau Bescheid, so dass das größte Problem die erst spät festgelegte geforderte Leistung war.

Unsere Aufmerksamkeit richtete sich, bei anfänglich geforderten 2A, vor allem auf die Wahl der Spannungsregler und deren Verhalten bei starker Belastung.

Das Problem war folgendes:

Ein Spannungsregler des Typs 78xx bzw. 79xx benötigt mindestens 2V mehr Spannung als die am Ausgang verfügbare Spannung um die Spannung ohne einbrüche regeln zu können (z.B. 7818 hat Ausgangsspannung 18V, benötigt also mind.20V am Eingang).

Der gewählte Trafo (230V pri/18V sec.) lieferte nach Gleichrichtung mit Glättung ~23V an den Festspannungsregler.

Daraus ergab sich, dass bei 18V am Ausgang, der Spannungsregler 5V Spannungsabfall hatte, was bei einem Strom von 2A zu einer Verlustleistung von 10W (Wärme) geführt hätte.

Aus dem Datenblatt des Spannungsreglers(siehe Anhang) konnte wir dann indirekt die Größe des benötigten Kühlkörpers entnehmen, welcher, um den Spannungsregler unter der max.

Betriebstemperatur zu halten, einen Wäremewiderstand von 3K/W hätte haben müssen.

Ein Kühlkörper dieses Ausmaßes hätte eine Größe von z.b. (HxBxT in mm) 54x94x25 gehabt.

Diese Größe stellte für die Realisierung des gesamten Netzteils auf einer Europlatine (100x160mm) ein erhebliches Problem dar. Wir entschieden uns daher, zwei Platinen zu verwenden. Eine für den 18V-Zweig und eine für den +-12V-Zweig.

Nach dem Schnittstellentermin stellte sich jedoch heraus, dass die Lampengruppe nur noch eine Leistung von max. 7,6W benötigen werden. Daraus ergab sich für uns ein zu liefernder Strom von 0,42A.

Zur Sicherheit dimensionierten wir die Bauteile danach auf max. 0,5A.

Die durch den geringer Strom verminderte Verlustleistung am Spannungsregler ließ es nun zu, einen deutlich kleineren Kühlkörper und sogar einen kleineren Trafo zu verwenden.

Aufgrund der Verringerung der Leistungsanforderungen beider Zweigen sahen wir es nun als Herausforderung an, möglichst die gesamte Schaltung auf eine Platine zu bekommen.

Nach ersten Versuchen in Eagle stellte sich jedoch heraus, dass dies aufgrund der Anzahl der verwendeten OP-ICs nicht möglich war. Wir entschieden uns deshalb zunächst für die Realisierung auf zwei Platinen, wobei eine für den Bargraphen und eine für beide Spannungszweige vorgesehen war.

Wir entschieden uns dazu, den Messwiderstand und den Vorverstärker auf der Netzteilplatine unterzubringen, da der Widerstand sehr klein war und dadurch der Weg zur Bargraphplatine schon hätte ausreichen können um Messfehler zu machen. Wir waren auf einen genauen Spannungsabfall am Messwiderstand angewiesen um eine entsprechend genaue Leistungsmessung durchführen zu können. Der Widerstand der Leiterbahn könnte bei einem solch kleinen Widerstand dazu führen, dass der Spannungsabfall sich geringfügig erhöht (durch den Widerstand der Leiterbahn). Da wir diese Spannung anschließend noch verstärken, hätten wir den gemachten Fehler dann um den Faktor zehn, entsprechend der Verstärkung, mit in die Leistungsmessung aufgenommen. Durch den kurzen Weg vom Messwiderstand zum Vorverstärker wird dieser Fehler nun minimiert.

Nachdem dieses Konzept klar war wurde mit dem Erstellen der beiden Schaltpläne und Layouts begonnen. Dies nahm einen erheblichen Teil der Zeit in Anspruch.

2.4.4.Der Bargraph

Die Frage, wie man die Leistung messen sollte war schnell geklärt. Da am Ausgang eine Konstante Spannung anliegen sollte, und somit nur der Strom variieren würde, war klar, dass man einen festen Messwiderstand, dessen Spannungsabfall sich je nach Stromfluss ändert verwenden kann.

Die Gruppe entschied sich zu einer Anzeige, die in fünf Stufen unterteilt sein sollte.

Gewählt wurden drei grüne LEDs, eine gelbe und eine rote. Ziel war es, diese nacheinander (bei steigender Belastung) aufzuleuchten zu lassen, ohne, dass schon leuchtende LEDs ihre Helligkeit verändern.

Die Überlegung zur endgültigen Entwicklung war folgende:

Da an dem Messwiderstand nicht zu viel Leistung verloren gehen darf, da diese nur in Wärme umgewandelt werden würde, muss die Spannung die an ihm abfällt sehr klein sein.

Daher kam die Idee auf, die Spannung hinter dem Messwiderstand mit einem Rückgekoppelten OP zu verstärken.

Des Weiteren entwickelte man eine Schaltung von 6 Widerständen, die bestimmte Vergleichsspannungen für die OPs vor den Dioden, die ja nur als Komparator benutzt werden, festlegt. Die Widerstände liegen zwischen +12 V und Masse an. Die 12V beziehen wir dort aus dem 12V-Zweig unseres Netzteils.

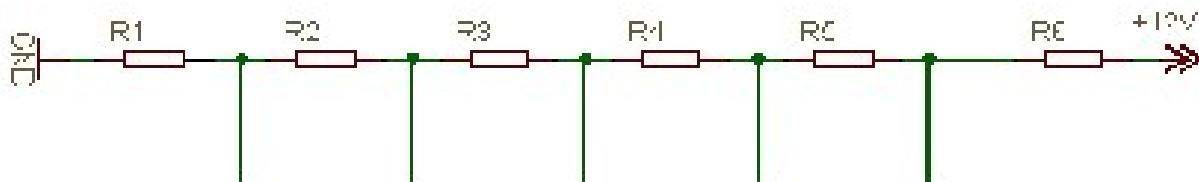


Abbildung 85: Spannungsteiler

Die Widerstände mussten so dimensioniert werden, dass der sehr geringe Strom, der in die OPs reinfließt keine Auswirkungen auf den Strom durch die einzelnen Knoten hat. Sonst würde sich die Spannung über den Widerständen verändern, sobald ein kleiner Strom in die OPs fließt.

Ein Strom von 1mA durch die Widerstände ist groß genug, damit die Eingangsströme der OPs, die jeweils im nA-Bereich liegen, keinen Einfluss auf den Spannungsteiler haben. Also muss für die Widerstände gelten: $R_1+R_2+R_3+R_4+R_5+R_6 = 12\text{k}\Omega$. Da wir 1mA Strom haben wollen und 12V zur Verfügung haben.

Da über den Widerständen R1 bis R5 jeweils die gleiche Spannung abfallen sollte, wählten wir für diese Widerstände von $1\text{k}\Omega$. Deshalb blieb für den Widerstand R6 ein Widerstand von $7\text{k}\Omega$.

In der ersten Version des Bargraphen ist der Messwiderstand hinter dem Spannungsregler. Damit aber die Ausgangsspannung nicht noch vom Messwiderstand beeinflusst wird entschieden wir uns dafür, den Messwiderstand vor den Spannungsregler zu schalten. Da die Spannung vor dem Spannungsregler nicht ganz konstant ist, wäre auch die Spannung hinter dem Messwiderstand nicht ganz konstant und es wäre schwierig, sie auszuwerten. Also schalteten wir den Messwiderstand auf die Groundleitung, so dass der Strom, der vom Ground zurück in den Trafo fließt, über den Messwiderstand fließt, wodurch hinter diesem (also zwischen Messwiderstand und Trafo) eine kleine negative Spannung anliegt. Um danach mit positiven Spannungen weiterarbeiten zu können, bauten wir einen invertierenden Verstärker (Abb.: 86) auf, der den Spannungsabfall am Messwiderstand verstärkt.

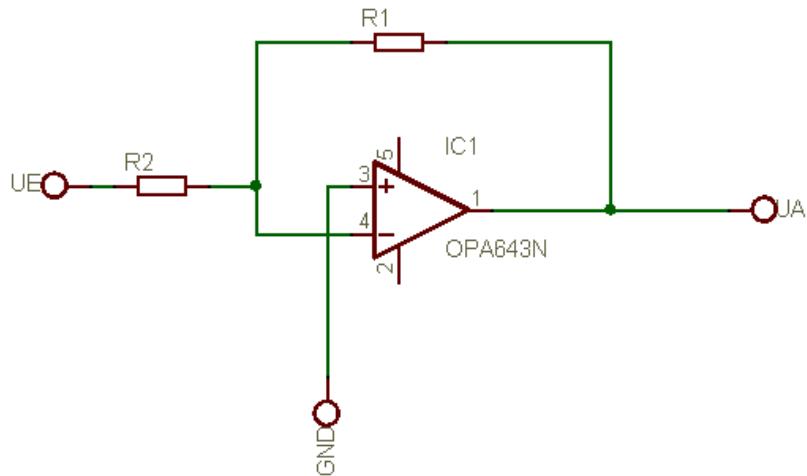


Abbildung 86: invertierender Verstärker

Wir entschieden uns für einen Messwiderstand von 1Ω , so dass bei einem Strom von 0A bis 0,5A eine Spannung von 0V bis -0,5V hinter dem Messwiderstand anliegen. Diese Spannung wird durch den invertierenden Verstärker mit einer Verstärkung von 10 auf 0V bis 5V verstärkt. Dadurch konnten wir den Spannungsteiler vor den OPs so einstellen, dass die LEDs bei 1V, 2V, 3V, 4V und 5V hinter dem Verstärker, was den Strömen von 0,1A bis 0,5A durch den Verbraucher entspricht, anfangen zu leuchten.

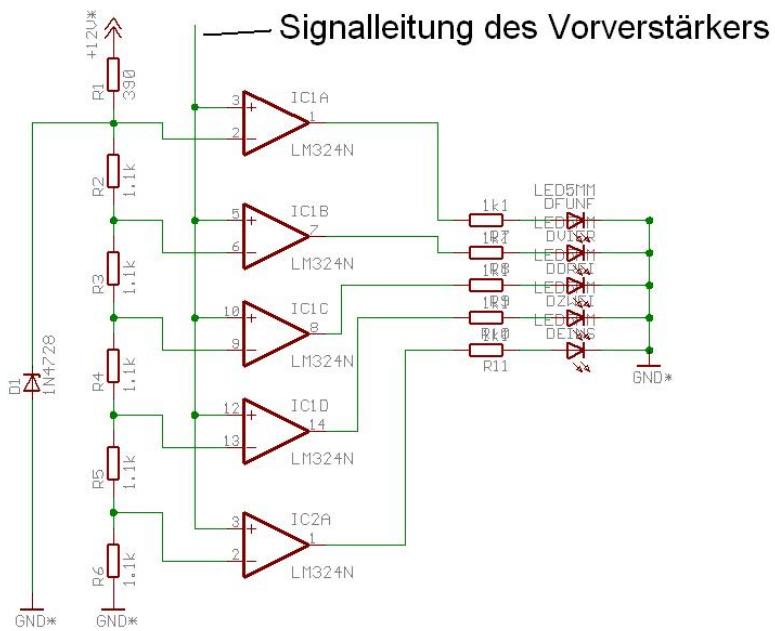


Abbildung 87: Bargraph ohne Z-Diode

Nachdem der Testaufbau des gesamten Bargraphen in Betrieb genommen und gemessen werden konnte, sahen wir, dass bei etwaiger Unkonstanz der 12V die Dioden bei geringen bzw. stärkeren Strömen durch den Verbraucher erst anfangen zu leuchten. Denn wenn die 12V über dem Spannungsteiler vor den OPs nicht konstant sind, dann sind auch die Vergleichsspannungen für die Komparatoren nicht konstant. Deshalb fügten wir der Schaltung noch eine Z-Diode hinzu, die die Spannung über den fünf Widerständen konstant auf 5V hält. Der sechste Widerstand musste nun allerdings neu dimensioniert werden, damit genügend Strom durch die Z-Diode fließt. Denn nur dann liegen an dieser 5V an. Aus dem Datenblatt der Z-Diode (siehe Anhang) wurde entnommen, dass durch diese ein Strom von 20mA braucht, um 5V konstant zu halten. Da durch die Widerstände R1 bis R5 ein Strom von 1mA fließt, wenn über ihnen 5V anliegen, müssen durch den Widerstand R6 21mA fließen. Da über dem Widerstand R6 7V abfallen muss der für den Widerstand gelten:

$$R6 = 7V / 21mA = 333\Omega$$

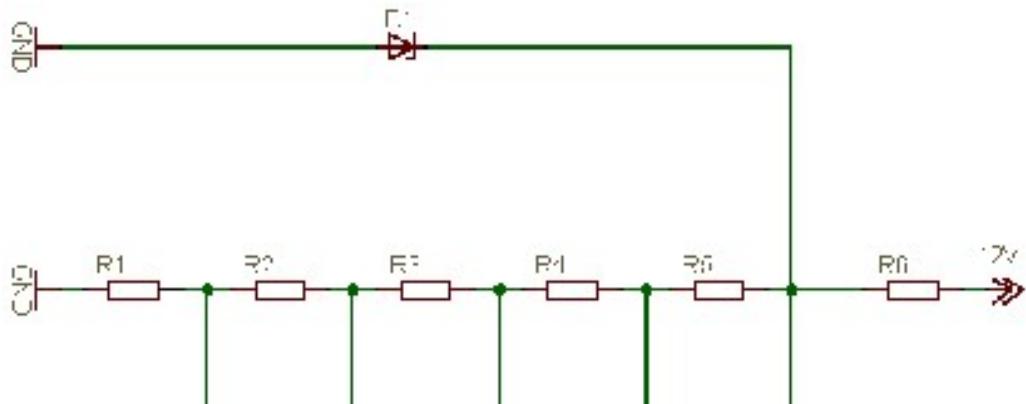


Abbildung 88: stabilisierung durch Z-Diode

Nachdem eine Messreihe aufgenommen wurde (siehe Tabelle auf der nächsten Seite), die das Aufleuchten der einzelnen LEDs mit dem Laststrom in Verbindung brachte, und die unseren Erwartungen entsprach, war die Schaltung des Bargraphen fertig.

LED	I in A bei LED an	Sollwert I in A
Grün1	0,1	0,1
Grün2	0,2	0,2
Grün3	0,3	0,3
Gelb	0,4	0,4
Rot	0,5	0,5

Tabelle 2.4.1: Vergleichsmessung Bargraphschaltung

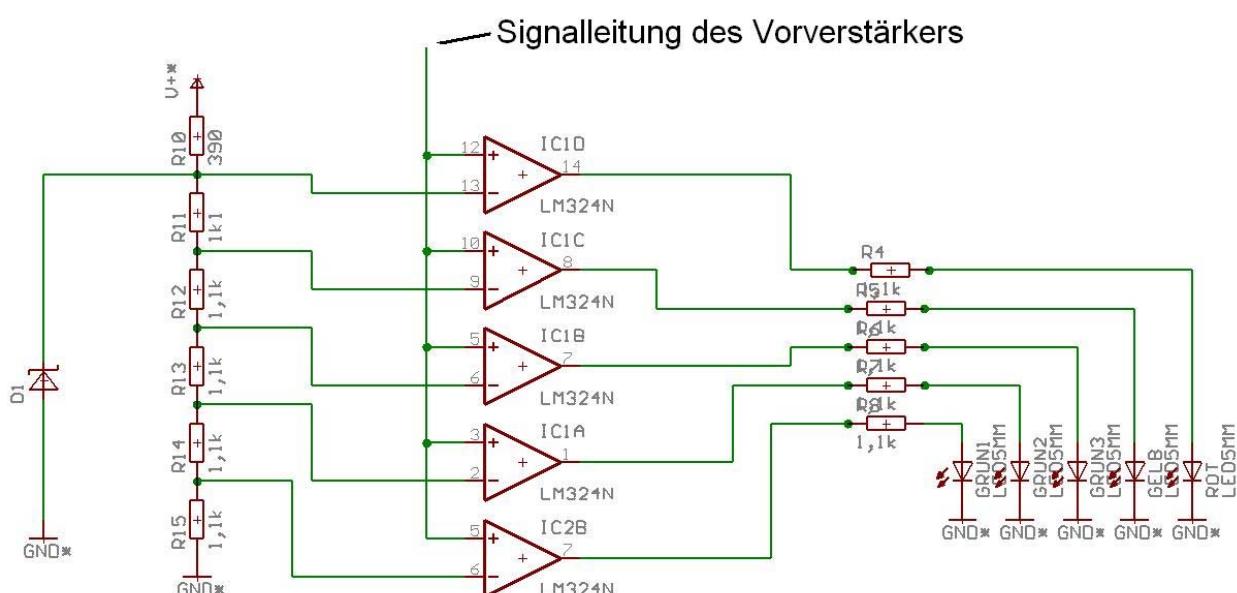


Abbildung 89: endgültige Bargraphschaltung

2.4.5. Netzteil Endphase

Nach dem Ätzen der ersten Platine mit beiden Spannungszweigen löteten wir die neuen Trafos ein. Nach einbau des neuen Trafos im 18V-Zweig und einigen Belastungstests stellten wir fest, dass dieser bei dem von uns geforderten Strom von 0,5A nicht mehr in der Lage war die geglättete Spannung über bzw. auf dem Level zu halten, das für den Festspannungsregler nötig war (20V). Messungen ergaben, dass die Spannung bei 0,6A Stromfluss um ~8V einbrach. Einen solchen Einbruch konnte auch der relativ große Glättungskondensator nicht vollständig kompensieren. Abhilfe zu diesem Problem konnte nur ein Low-Drop Spannungsregler liefern, da dieser auch mit geringerer Spannungsdifferenz zwischen Ein- und Ausgang noch eine konstante Ausgangsspannung liefert (siehe 2.4.6).

Da wir auch nach längeren Recherchen keinen Festspannungsregler in Low-Drop bauweise finden konnten, mussten wir auf einen regelbaren Spannungsregler (LM2941CT) zurückgreifen. Dieser benötigt jedoch einen zusätzlichen Spannungsteiler zum Einstellen der gewünschten Ausgangsspannung. Dies führte dazu, dass wir unser bis dahin ausgearbeitetes Layout abwandeln mussten. Bei letzten Messungen vor dem Stöpseltermin ergab sich ein Wirkungsgrad von ca. 55%.



Abbildung 90: Die fertiggestellte Netzteilplatine

2.4.6. Wann Low-Drop Spannungsregler?

Um zu überprüfen, ob uns ein Low-Drop Spannungsregler generelle Vorteile bezüglich der Verlustleistung bringt nahmen wir eine Testreihe mit verschiedenen Spannungsregulatoren auf.

Zeit	Temperatur °C/Regler			
	L7805 CV	L7805 CV 2	L 4940 V5	L 4940 V5 2
00:00	22,1	24,1	22,5	23,7
00:15	38,5	34,7		31,5
00:30	49	45	46	41
00:45	56	53,6	55,1	49,6
01:00	62	60	62	57
01:15	68	65	68	62
01:30		68,5		65,8
01:45	73,8	74,2	74,7	66,6
02:00	76,8		76,8	69,7
02:15		79		
02:30	80,2	78	82	77,2
02:45		82		
03:00	83	84,9	84	78,6
03:15		88,7		83
03:30	85,8		86	86,8
03:45				88,7
04:00	87,5	85	86,5	89,8
04:15				
04:30				87,5
04:45				86,6
05:00	90,3	89	91	
05:15				88,2
05:30	91,6	89,9	92,2	
05:45				
06:00		90,3		89,4
06:15				
06:30		92,3		90,1

Tabelle 2.4.2: Spannungsregler Messreihe

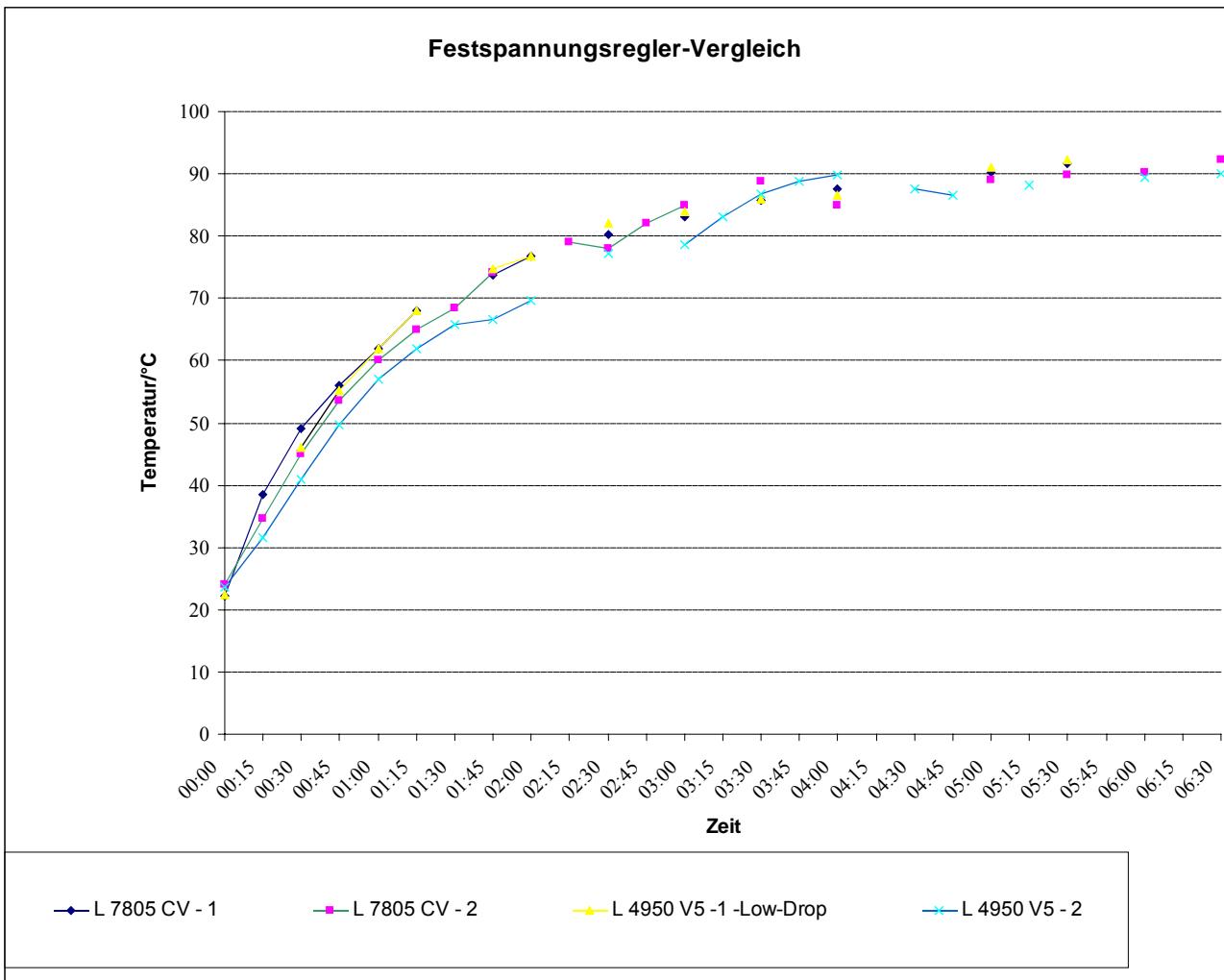


Abbildung 91: Festspannungsregler-Vergleich

Die Auswertung der Testreihe (siehe Abb.:90) brachte uns zu dem Ergebnis, dass ein Low-Drop Spannungsregler nur dann einen Vorteil hat, wenn die zur Verfügung stehende Spannung weniger als 2V über der geforderten Ausgangsspannung liegt. Während ein herkömmlicher Spannungsregler sich dann weiterhin die 2V „nimmt“ und die Differenz bei der Ausgangsspannung abzieht, hat ein Low-Drop Spannungsregler eine deutlich geringere Betriebsspannung. Dies führt zu einer stabilen Ausgangsspannung auch wenn die Eingangsspannung nur z.B. Ausgangsspannung + 1V groß ist.
Fazit: Auch ein Low-Drop Spannungsregler muss überschüssige Leistung in Wärme umwandeln. Effizient ist er nur, wenn die überschüssige Leistung möglichst gering ist.

2.4.7.Bargraph Endphase

Wir entschieden uns zusätzlich zur Leistungsmessung noch zu einer Funktionsanzeige, die sehr einfach durch parallel geschaltete LEDs mit entsprechenden Vorwiderständen realisiert wurde. Wir verwendeten hier 2mA LEDs um nicht unnötig viel Leistung für die Anzeige zu verbrauchen.

Nach dem Ätzen der ersten Bargraphenplatine stellen wir folgende Fehler fest: Die Platine war zu klein, d.h. es war kein Platz für die LEDs vorgesehen, da anfangs angedacht war, diese mit einem extra Kabel zu verbinden und in der rückseitigen Gehäuseblende zu installieren. Es ergab sich jedoch so, dass die LEDs direkt hinter die aus Plexiglas bestehende Rückblende montiert werden sollten. Dies veranlasste uns zu einem neuen Layout. Die Platine behielt ihre ursprüngliche Größe (100x160mm). Die Leitungen für die LEDs wurden direkt mit geätzten Leiterbahnen realisiert und es kam ein Schalter dazu, der ermöglichen sollte die Anzeige abzuschalten, falls der Benutzer diese als störend empfinden sollte. Anfangs wurde von uns jedoch ein falscher Schalter verwendet, welcher die GND-Leitung trennen sollte, was jedoch nicht ausreichte um die LEDs auszuschalten, da diese über symmetrische Spannung versorgt wurden. Nach Wahl eines vierpoligen Schalters entwickelten wir das endgültige Layout.

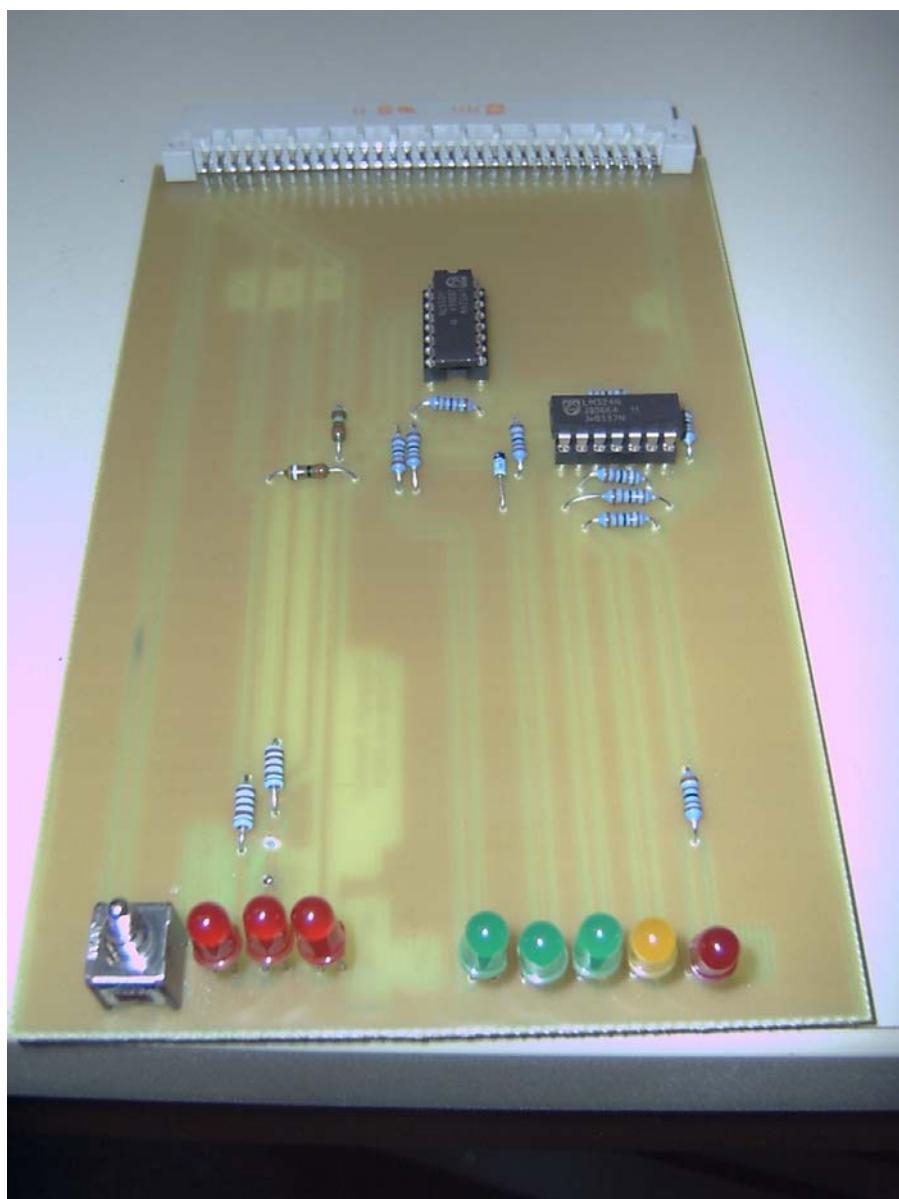


Abbildung 92: Die fertiggestellte Bargraphplatine (Beta)

2.4.8.Layouts, Schematics, Bestückungspläne, Bauteillisten

Bargraph

Bauteil	Bezeichnung im Bestückungsplan/Schematic
LED 5mm grün	DEINS, DZWEI, DDREI
LED 5mm gelb	DVIER
LED 5mm rot	DFUENF
LED 5mm Low Current (2mA) rot	D18V, D+12V, D-12V
IC LM324N	IC1
IC LM324N	IC2
Metallschichtwiderstand 1,1kOhm	R2 – R6 & R7 – R11
Metallschichtwiderstand 5,11kOhm	R12, R13
Metallschichtwiderstand 390Ohm	R1
Diode 1N4728	D1
Busstecker 64Polig	SV1
Schalter 4Polig, liegend	S1

Abbildung 93: Bauteilliste Bargraph

Anm.: Genaue Bezeichnung des Bussteckers siehe 1.2

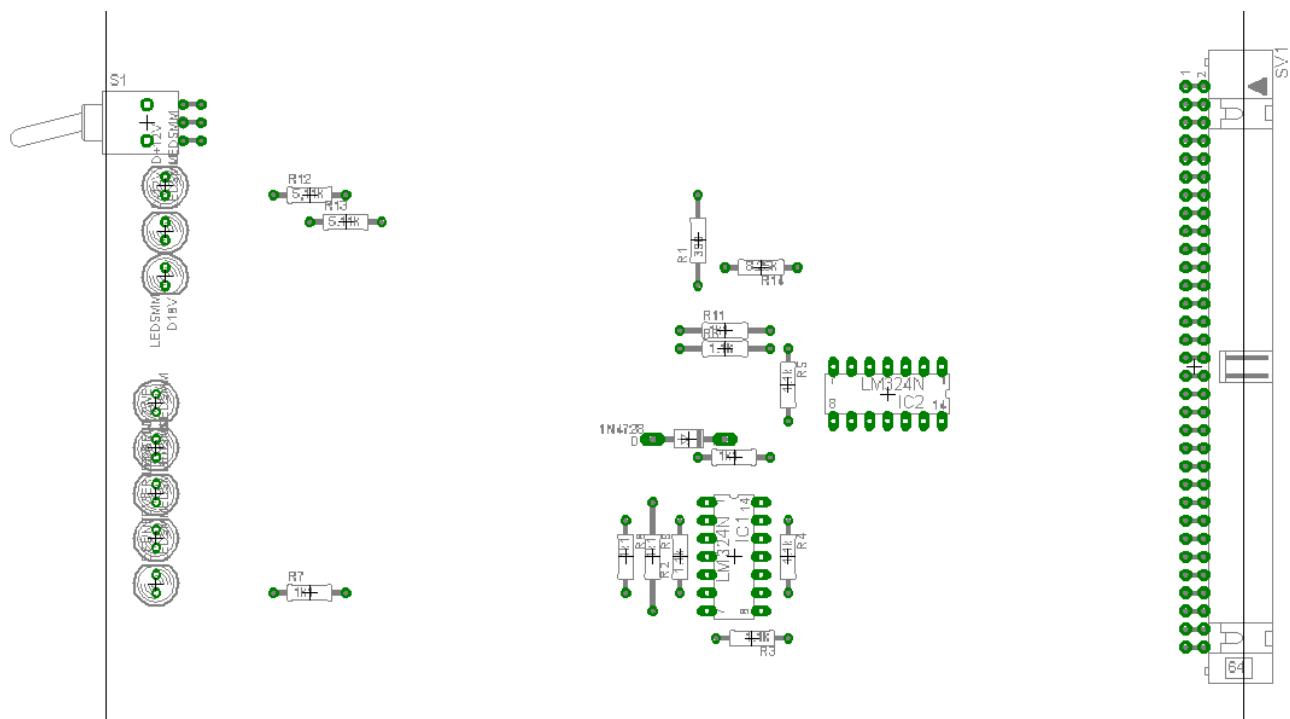


Abbildung 94: Bestückungsplan Bargraph

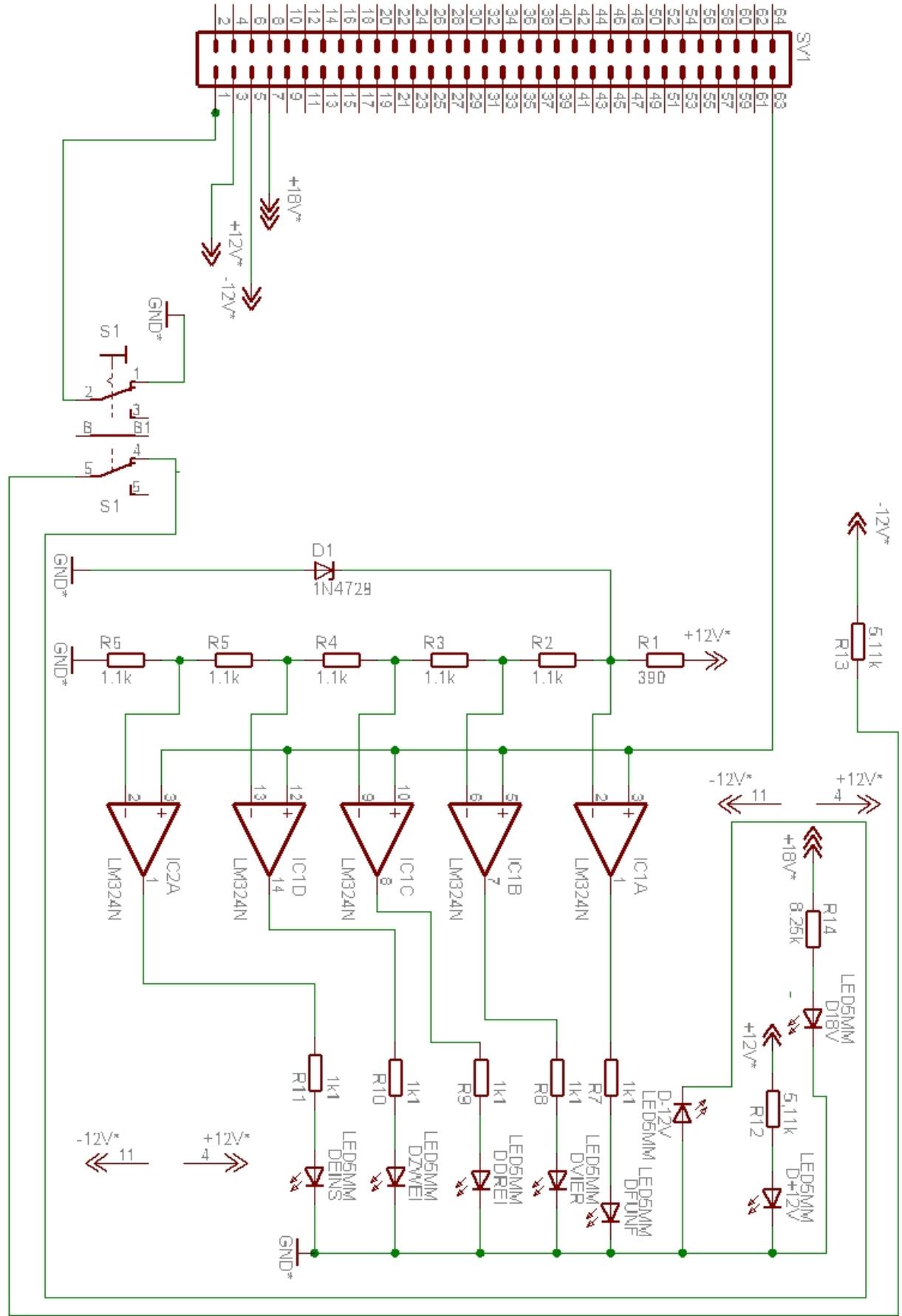


Abbildung 95: Schematic Bargraph

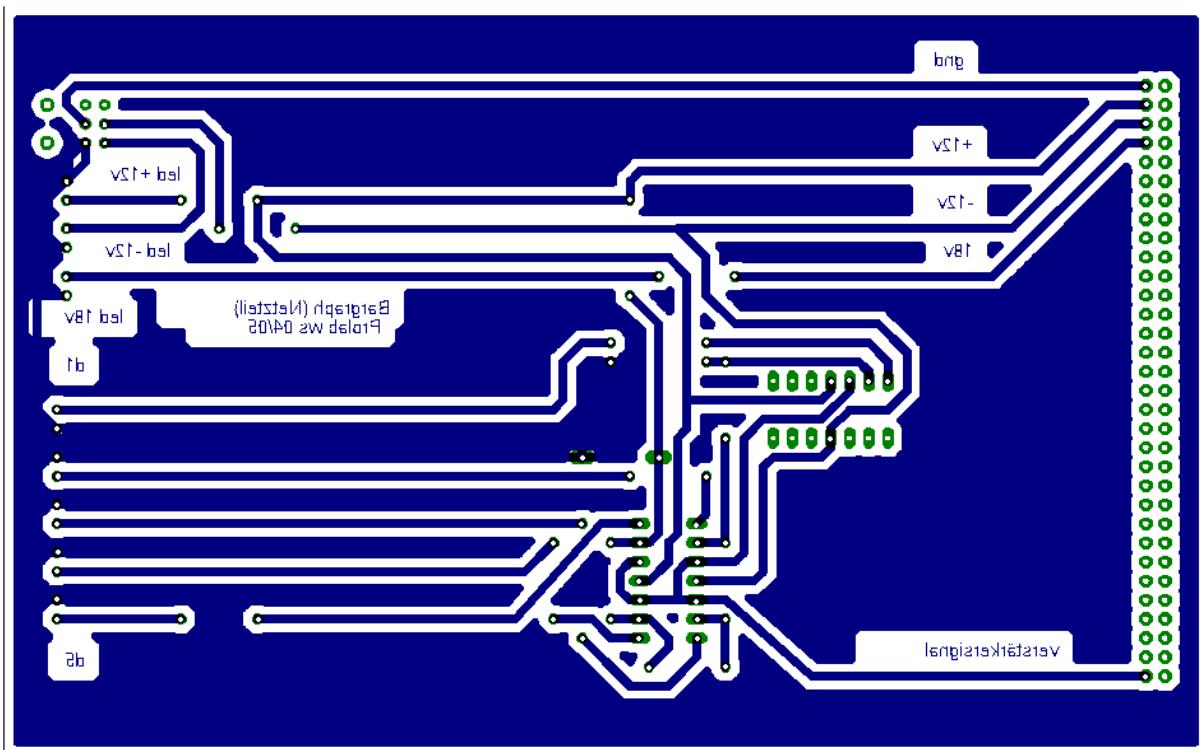


Abbildung 96: Layout Bargraph

Netzteil

Bauteil	Bezeichnung im Bestückungsplan/Schematic
Printtrafo EI54-1	TR1
Printtrafo EI48-1	TR2
Flachgleichrichter B80C0800	B1, B2
ELKO 4700µF	C1, C2, C3
ELKO µF	C11
Tantal-Kondensator 100nF	C4, C5, C6, C7, C8, C9
Tantal-Kondensator 10nF	C10
Metallschichtwiderstand 1Ohm	R1
Metallschichtwiderstand 1kOhm	R3, R4
Metallschichtwiderstand 16,8kOhm	R6
Metallschichtwiderstand 10kOhm	R5
Potentiometer 0-10kOhm	R2
Spindeltrimmer 0-500Ohm	R7
Festspannungsregler 7812 (TO-220)	IC1
Festspannungsregler 7912 (TO-220)	IC2
OP µA741P	IC3
Spannungsregler LM2491 (TO-220-5)	LM2491
Busstecker 64Polig	SV1

Abbildung 97: Bauteilliste Netzteil

Anm.: Genaue Bezeichnung des Bussteckers siehe 1.2

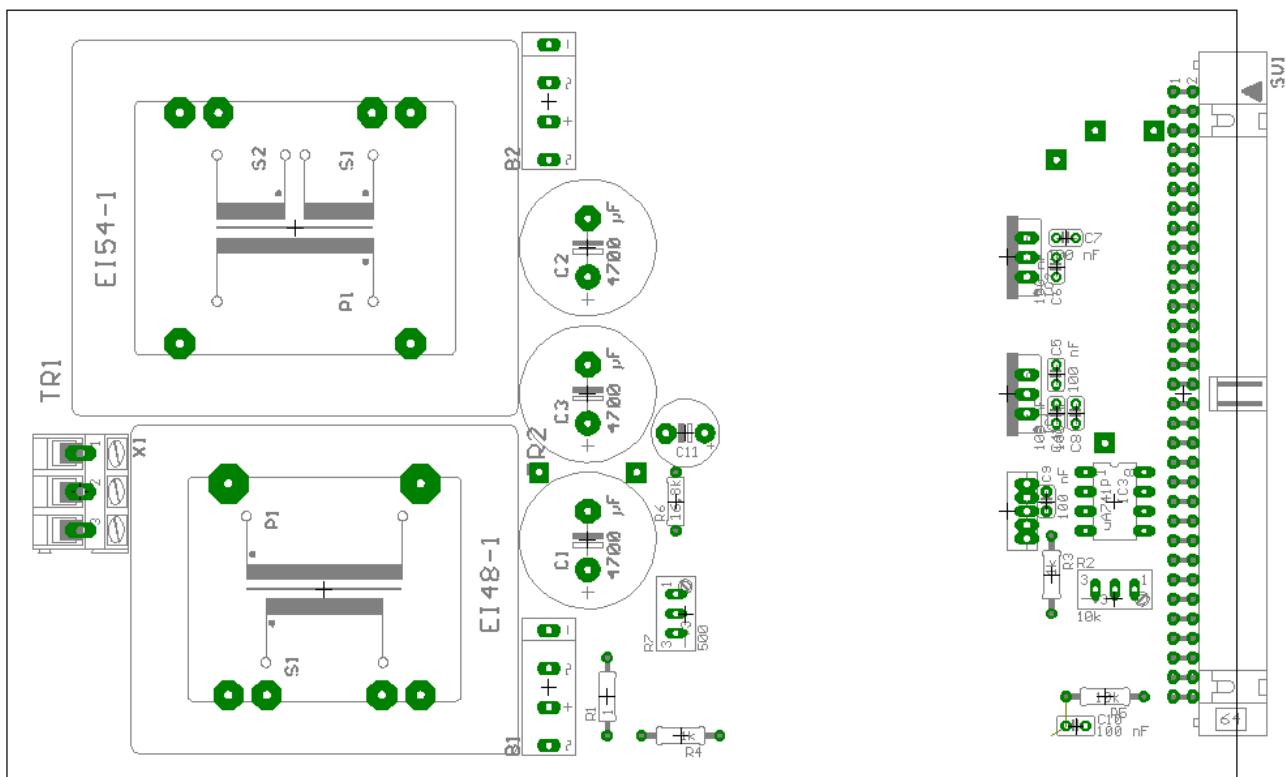


Abbildung 98: Bestückungsplan Netzteil

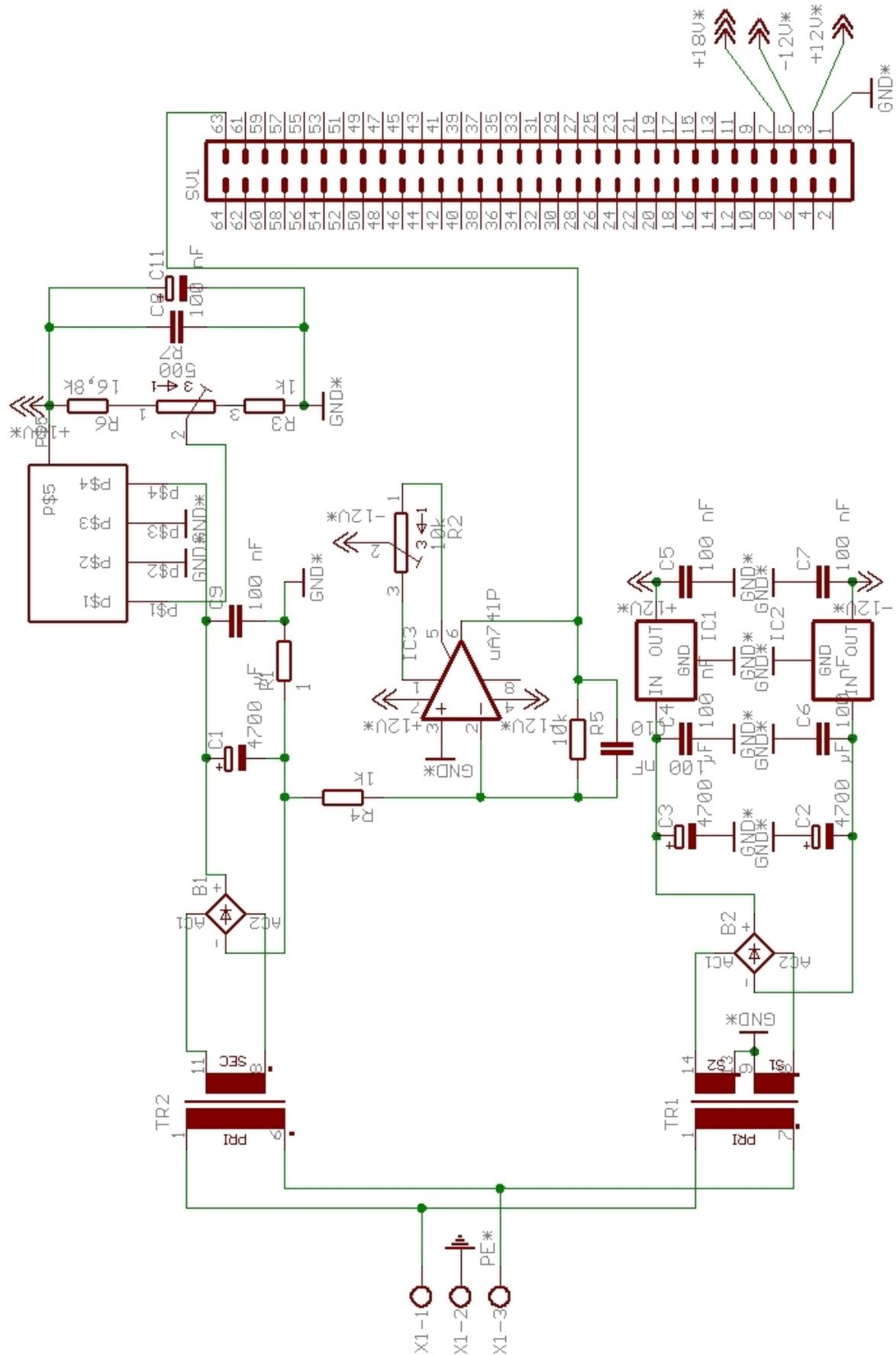


Abbildung 99: Schematic Netzteil

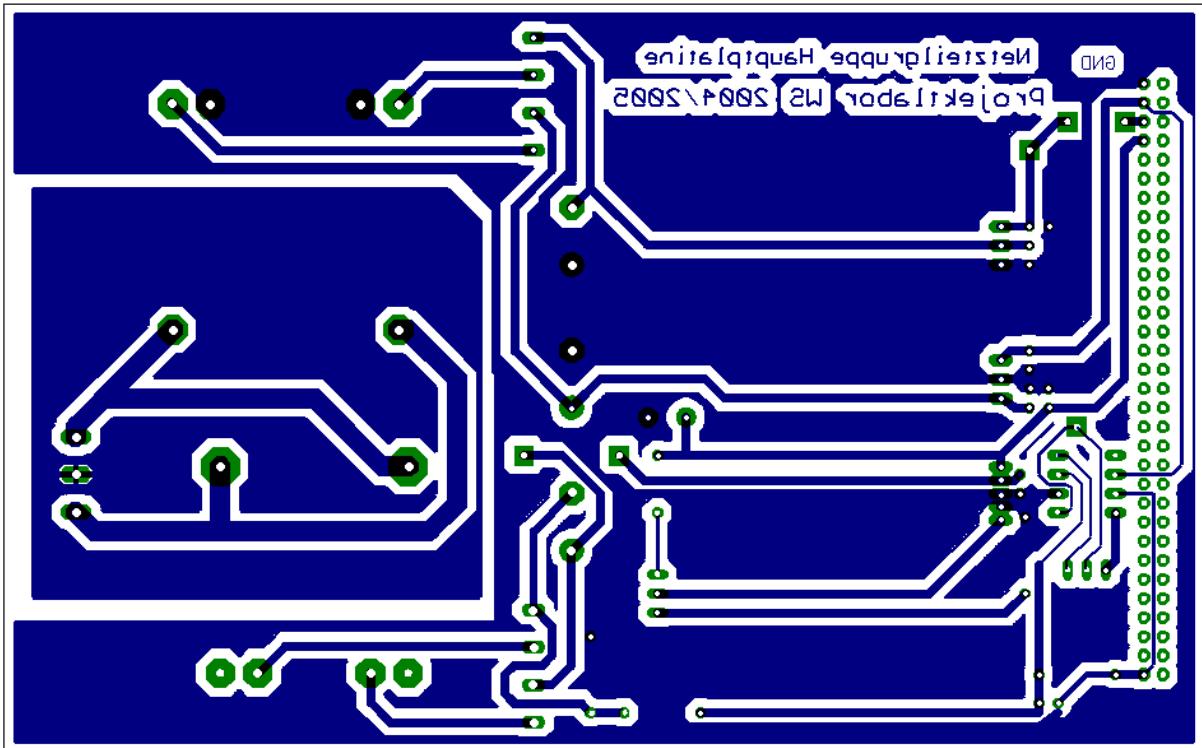


Abbildung 100: Layout Netzteil (bottom)

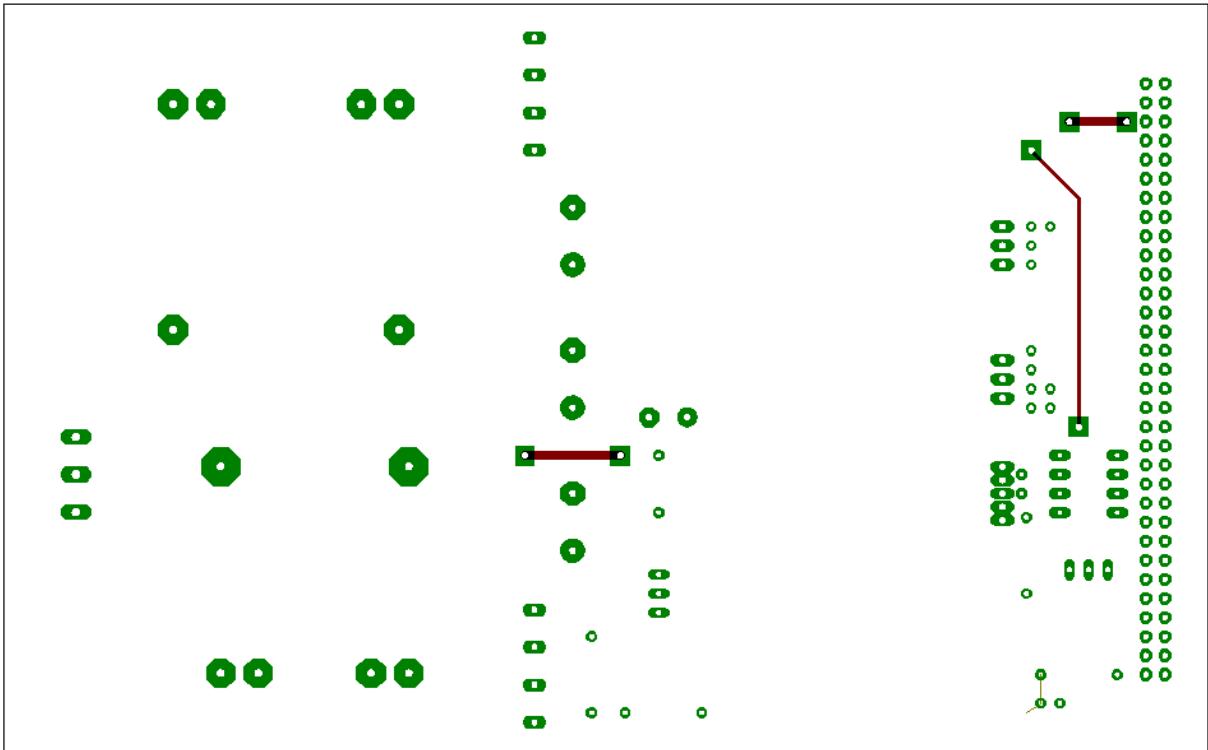


Abbildung 101: Layout Netzteil (top)

3. Bedienungsanleitung

Herzlichen Dank, dass sie sich für den "DiscoPixel™" entschieden haben.
Sie haben ein Spitzenprodukt deutscher Ingenieurskunst erworben und werden mit seinen Funktionen mehr als zufrieden sein.

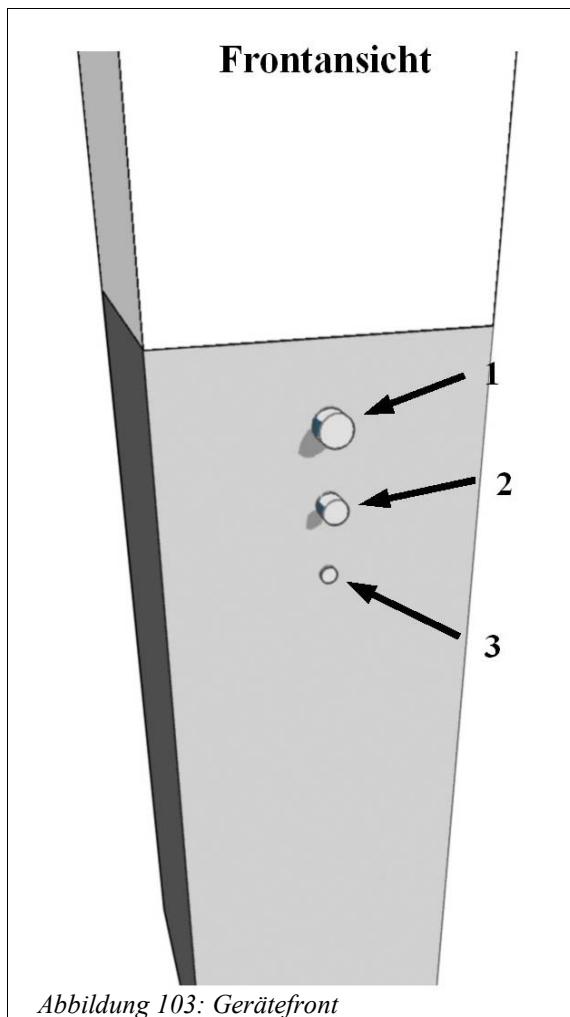


Abbildung 103: Gerätefront

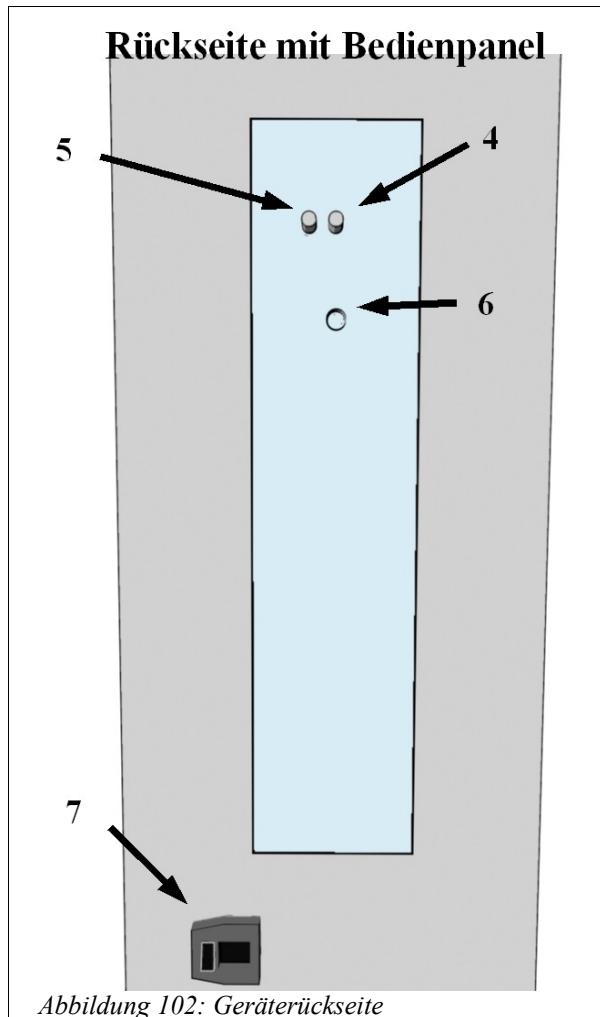


Abbildung 102: Geräterückseite

Bedienelemente:

- 1: Betriebsartenschalter
- 2: manuelle Farbwahl
- 3: Mikrofon
- 4: Helligkeitsregelung (Drehregler)
- 5: Gehäusebeleuchtungsdimmung (Drehregler)
- 6: Klinkeneingang
- 7: Hauptschalter und Netzbuchse

Inbetriebnahme:

Stellen Sie das Gerät stabil, d.h. auf ebenem, festen Untergrund auf.
Stecken sie zunächst das mitgelieferte Kaltegerätebabel in die dafür vorgesehene Buchse (7) an der Rückseite des Gerätes.
Mit dem sich daneben befindlichen Ein/Aus-Schalter lässt sich Ihr DiscoPixel ein-, bzw. ausschalten.

Wählen Sie nun die Schalterstellung „ein“ bzw. „I“.

Die LEDs der Spannungsversorgung sollten nun leuchten.

Ein Abschalten dieser Funktion ist nur durch Fachpersonal, ebenso das Deaktivieren der dazugehörigen Netzteilbelastungsanzeige (Bargraph).

Modiwahl:

Sie sind nun in der Lage zu wählen, in welchem Modus sie Ihren DiscoPixel betreiben möchten.

Die Betriebsart wird mit Hilfe des **Betriebsartenschalters (1)** an der Gerätefront ausgewählt.

Zur Wahl stehen:

- Musiksensitive Ansteuerung: der DiscoPixel verarbeitet Musiksignale vom Line-In-Anschluss (**6**) oder dem Microfon (**3**)
- Zufällige Farbausgabe: der DiscoPixel changiert selbstständig und zufällig durch die Palette der möglichen Farben
- manuelle Farbwahl: in diesem Modus können sie über den Drehregler zur manuellen Farbwahl (**2**) selbst eine Farbe auswählen, die der DiscoPixel dann dauerhaft beibehält.

Betriebsartenschalter, Drehregler zur manuelle Farbwahl und Mikrofon finden sich allesamt an der Gerätefront, siehe Zeichnung.

Während jeder Betriebsart sind zusätzlich folgende Einstellungen an der Gehäuserückseite vornehmbar:

- Dimmung der Gesamthelligkeit des Leuchtkörpers per Drehregler (**4**):
Die Helligkeit des Pixels kann so Ihren Bedürfnissen angepasst werden. Wünschen Sie eine dezentere Beleuchtung, so drehen Sie den Regler nach links, im gegenteiligen Fall nach rechts.
- Dimmung der Gehäuseinnenbeleuchtung (**5**):
standardmäßig wird die Elektronik des DiscoPixel aus optischen Gründen dezent beleuchtet, sollten Sie dies nicht wünschen, können Sie hier die Helligkeit der Innenbeleuchtung Ihren Wünschen gemäß eintragen

Anschließen einer Signalquelle:

Entschieden Sie sich für die Visualisierung eines Audiosignales entschieden, indem Sie den Betriebsartenschalter auf Position „Musikverarbeitung“ gestellt haben, so ist es noch nötig, für das Vorhandensein einer Signalquelle zu sorgen. Ist kein Audiokabel an den DiscoPixel angeschlossen, so wird automatisch das Mikrofon (**3**) als Signalquelle gewählt und die Leuchteinheit visualisiert Umgebungsgeräusche. Je lauter die Umgebung, desto heller wird der Leuchtkörper erstrahlen. Ziehen Sie es jedoch vor, ein Musiksignal einzuspeisen, auf welches der DiscoPixel reagieren kann, so verbinden Sie bitte eine Signalquelle (Stereoanlage, MP3-Player etc.) mittels eines Audiokabels mit dem Gerät. Dafür ist auf der Geräterückseite eine Klinkenbuchse (6,3 mm) (**6**) vorhanden.

Ausschalten:

Stellen Sie den Hauptschalter auf Position „O“ und ziehen Sie bei längerer Nichtbenutzung das Netzkabel aus der Steckdose.

4. Wartungs- und Reparaturhandbuch

Der "DiscoPixel" ist eine wartungsfreie Konstruktion.

Die verwendeten LEDs sind sehr langlebig. Die verwendeten Halbleiterbauelemente sind Standardindustriekomponenten nach DIN.

Deshalb ist ein Defekt innerhalb der Lebenszeit des "DiscoPixel" sehr unwahrscheinlich.

Sollte dennoch ein Defekt auftreten sollten sie zuerst den Ort des Defekts lokalisieren.

Als Hilfe dazu dient die Tabelle auf der folgenden Seite:

4.1.Fehlertabelle

Art des Fehlers	Mögliche Ursache	Lösung
Gerät zeigt keinerlei Funktionen (auch Funktionsanzeige LEDs auf der Rückseite)	<ul style="list-style-type: none"> Netzstecker nicht ordnungsgemäß eingesteckt Sicherung defekt Hauptschalter auf „0“ 	<ul style="list-style-type: none"> Verbindung des Netzsteckers prüfen Sicherung durch gleichen Typ ersetzen ACHTUNG! Sollte die Sicherung unmittelbar nach dem einsetzen erneut einen Defekt erleiden, <u>auf keinen Fall</u> Kontakte überbrücken! Netzstecker ziehen! Gerät nicht mehr verwenden! Fachmann zu Rate ziehen. Hauptschalter auf „I“ stellen
LEDs leuchten nicht	<ul style="list-style-type: none"> defektes Kabel zwischen Dimmerplatine und LEDs Platine steckt nicht richtig im BUS Die Erzeugung des PWM Sägezahnsignals ist defekt Das Potentiometer zum Einstellen der globalen LED Helligkeit ist defekt 	<ul style="list-style-type: none"> Kabel prüfen und ggf. austauschen Platine richtig einstecken Mit Oszilloskop prüfen, ob an PIN LSP5 das Sägezahnsignal anliegt Potentiometer tauschen
Eine der 3 Farben leuchtet nicht mehr	<ul style="list-style-type: none"> defektes Kabel zwischen Dimmerplatine und LEDs Einer der Komparator- OPVs ist defekt Einer der Treibertransistoren ist defekt 	<ul style="list-style-type: none"> Kabel prüfen und ggf. austauschen Mit Oszilloskop prüfen, ob an den PINs OUT_ROT, OUT_GRUEN oder OUT_BLAU das Signal anliegt Zuerst bitte prüfen, ob an den o.g. Pins ein Signal anliegt. Wenn ja, an der Steckerleiste J1 für die LED-Platine den PIN 1 der Leiste für ROT den PIN 2 für GRÜN und den PIN 3 für BLAU messen. Ggf. Transistor tauschen
Eine oder mehrere LEDs leuchten nicht mehr (aber andere LEDs der gleichen Farbe leuchten noch)	<ul style="list-style-type: none"> betroffene LEDs defekt 	<ul style="list-style-type: none"> defekte LEDs austauschen
Eine (oder mehr) LED-Farbe(n) leuchtet die ganze Zeit	<ul style="list-style-type: none"> Einer der Komparator- OPVs ist defekt 	<ul style="list-style-type: none"> Mit Oszilloskop prüfen, ob an den PINs OUT_ROT, OUT_GRUEN oder OUT_BLAU das Signal anliegt

Alle LED-Farben leuchten die ganze Zeit	<ul style="list-style-type: none"> Die Erzeugung des PWM Sägezahnsignals ist defekt 	<ul style="list-style-type: none"> Mit Oszilloskop prüfen, ob an PIN LSP5 das Sägezahnsignal anliegt
Gehäusebeleuchtung geht nicht mehr	<ul style="list-style-type: none"> der Komparator OPV für die Gehäusebeleuchtung ist defekt der Treibertransistor für die Gehäusebeleuchtung ist defekt 	<ul style="list-style-type: none"> an der Steckerleiste für die Gehäusebeleuchtung J2 das Signal messen ggf. OPV oder Transistor tauschen
LEDs reagieren nicht mehr auf Musik, Random oder Manuelle Einstellung	<ul style="list-style-type: none"> Platine steckt nicht richtig im BUS 	<ul style="list-style-type: none"> Platine richtig einstecken

4.2. Hinweise zum LED-Tausch

Wenn sie eine oder mehrere der LEDs tauschen, müssen sie danach den LED-Strom für jeden Kanal wieder richtig einstellen. Dazu lösen sie den LED-Platinenstecker von der PWM-Platine und messen mit einem Ampermeter den fliessenden Strom mit vollständig nach rechts geregeltem Potentiometer (für die globale Helligkeit). Dieser Strom darf pro Farbe

60 mA nicht übersteigen. Zum Einstellen des Strom nutzen sie bitte die Spindeltrimmer R14 für ROT, R15 für BLAU oder R16 für GRÜN.

Abbildungsverzeichnis

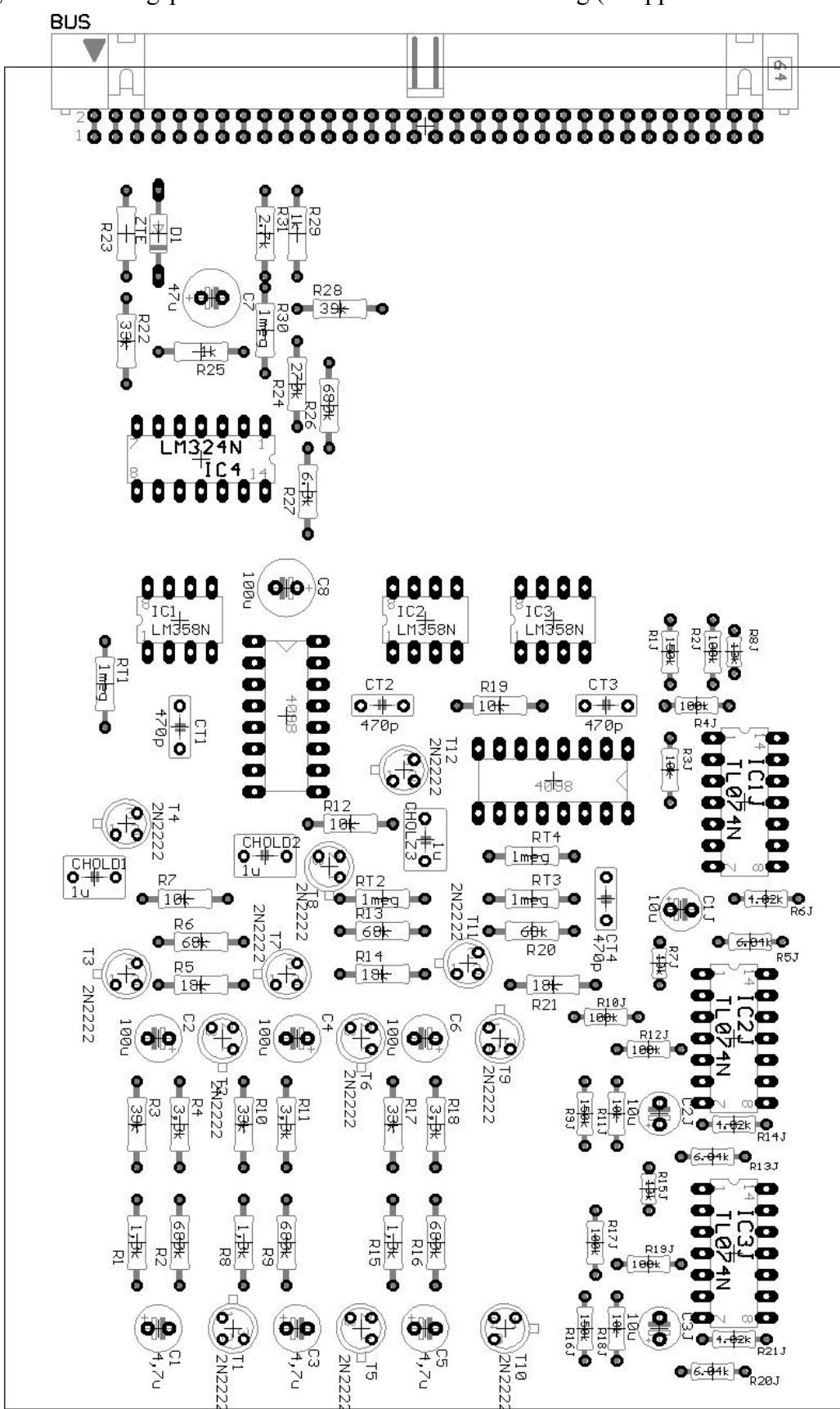
Abbildung 1: Eingangsschaltung	10
Abbildung 2: Platinen Layout (Filter- & Eingangsgruppe)	11
Abbildung 3: Splitter	12
Abbildung 4: Tiefpass 1.Ordnung	12
Abbildung 5: Hochpass 1.Ordnung	13
Abbildung 6: Signalweg1	13
Abbildung 7: Signalweg2	14
Abbildung 8: Gleichrichter	15
Abbildung 9: Spannungsverlauf vom Gleichrichter	16
Abbildung 10: Spannungsverlauf vom Glätter	16
Abbildung 11: Glätter	16
Abbildung 12: Cut-Off	17
Abbildung 13: Spannungsverlauf vom Cut-Off	17
Abbildung 14: Addierer	18
Abbildung 15: Spannungsverlauf vom Addierer	18
Abbildung 16: Endverstärker	19
Abbildung 17: Spannungsverlauf vom Endverstärker	19
Abbildung 18: Platinenlayout	21
Abbildung 19: Schematic von der Schaltung	22
Abbildung 20: Die Gruppe 2	24
Abbildung 21: Weißes Rauschen	26
Abbildung 22: Bode-Diagramm eines OPV	27
Abbildung 23: Nichtinvertierender Verstärker	27
Abbildung 24: Schaltplan Rauschen	28
Abbildung 25: Schaltplan Sample & Hold	29
Abbildung 26: Testaufbau der Sample&Hold-Schaltung	29
Abbildung 27: Grundschaltung Integrierer	31
Abbildung 28: Kondensatorladekurve am Integrierer	31
Abbildung 29: Konstante Steigung im Ausgangssignal des Integrierers	32
Abbildung 30: Integrierer mit Verstärker	32
Abbildung 31: Verstärktes bzw. gedämpftes Ausgangssignal des Integrierers	32
Abbildung 32: Problem bei der Umsetzung des Eingangssignals	33
Abbildung 33: Subtrahiererschaltung	33
Abbildung 34: Exemplarischer Spannungsverlauf an einem Subtrahierer	34
Abbildung 35: Integrierer mit Verstärker und Subtrahierer	34
Abbildung 36: Ausgangssignal der Intergiererschaltung mit Subtrahierer	35
Abbildung 37: Integriererschaltung ohne zusätzliche Verstärkerstufe	35
Abbildung 38: Ausgangssignal mit deutlicher Kondensatorladekurve	35
Abbildung 39: Endgültiger Schaltungsentwurf der Integriererschaltung	36
Abbildung 40: Signal nach dem 2. OP (Integrierer)	36
Abbildung 41: Signal nach dem 3. OP (Ausgangssignal)	37
Abbildung 42: Die Zufallsplatine im Entwickler	37
Abbildung 43: Layout der Zufallsschaltung (Oberseite)	38
Abbildung 44: Layout der Zufallsschaltung (Unterseite)	38
Abbildung 45: Manueller Farbregler	39
Abbildung 46: Spannungsverläufe zur Farbregelung	39
Abbildung 47: Simulation manueller Farbregler	40
Abbildung 48: Testaufbau manueller Farbregler	41
Abbildung 49: Aufbau und Dimensionierung des Frequenzgenerators	42

Abbildung 50: Aufbau und Dimensionierung der Bandsperre	43
Abbildung 51: Bandpass für blaue LED	44
Abbildung 52: Bandpass für grüne LED	44
Abbildung 53: Gleichrichter- und Verstärkerschaltung	45
Abbildung 54: Layout der manuellen Farbwahl (Oberseite)	45
Abbildung 55: Layout der manuellen Farbwahl (Unterseite)	46
Abbildung 56: fertige Platine für manuelle Farbwahl	46
Abbildung 57: und er leuchtet doch! ein erster Test	48
Abbildung 58: Gruppe 3	49
Abbildung 59: geklebtes Plexiglas	51
Abbildung 60: Kleben des Gehäuses	52
Abbildung 61: lackiertes Gehäuse	53
Abbildung 62: fertige Platinen	54
Abbildung 63: PWM-Spannungen in der Simulation	55
Abbildung 64: PWM-Testmessung	55
Abbildung 65: Aetzen der PWM-Platine	58
Abbildung 66: Testen der (fast) fertigen PWM-Platine	59
Abbildung 67: Schematic der PWM-Platine	60
Abbildung 68: PWM-Layout	61
Abbildung 69: PWM_Stromlaufplan	62
Abbildung 70: PWM-Bestückungsplan	62
Abbildung 71: Schaltung mit 555-Timer	63
Abbildung 72: Simulation der 555-Ausgangsspannung, absolut gerader Anstieg	63
Abbildung 73: fertige LED-Platinen	64
Abbildung 74: radiale Lichtverteilung von Superflux – LED im Vergleich	66
Abbildung 75: die ungewöhnliche Superflux	66
Abbildung 76: LED-Schematic	68
Abbildung 77: Das fertige LED-Board, nicht Originalgröße	69
Abbildung 78: LED-Platine vor dem Aussägen	69
Abbildung 79: Durchtesten einer Platine	70
Abbildung 80: Plexiglaswürfel und LED – Pyramide um 45° versetzt	70
Abbildung 81: Test blauer/grüner Kanal	70
Abbildung 82: Blockschaltbild Schaltnetzteil	72
Abbildung 83: Blockschaltbild Netzteil	73
Abbildung 84: erster Schaltplan	75
Abbildung 85: Spannungsteiler	77
Abbildung 86: invertierender Verstärker	78
Abbildung 87: Bargraph ohne Z-Diode	79
Abbildung 88: stabilisierung durch Z-Diode	79
Abbildung 89: endgültige Bargraphschaltung	80
Abbildung 90: Die fertiggestellte Netzteilplatine	81
Abbildung 91: Festspannungsregler-Vergleich	83
Abbildung 92: Die fertiggestellte Bargraphplatine (Beta)	84
Abbildung 93: Bauteilliste Bargraph	85
Abbildung 94: Bestückungsplan Bargraph	85
Abbildung 95: Schematic Bargraph	86
Abbildung 96: Layout Bargraph	87
Abbildung 97: Bauteilliste Netzteil	88
Abbildung 98: Bestückungsplan Netzteil	88
Abbildung 99: Schematic Netzteil	89
Abbildung 100: Layout Netzteil (bottom)	90

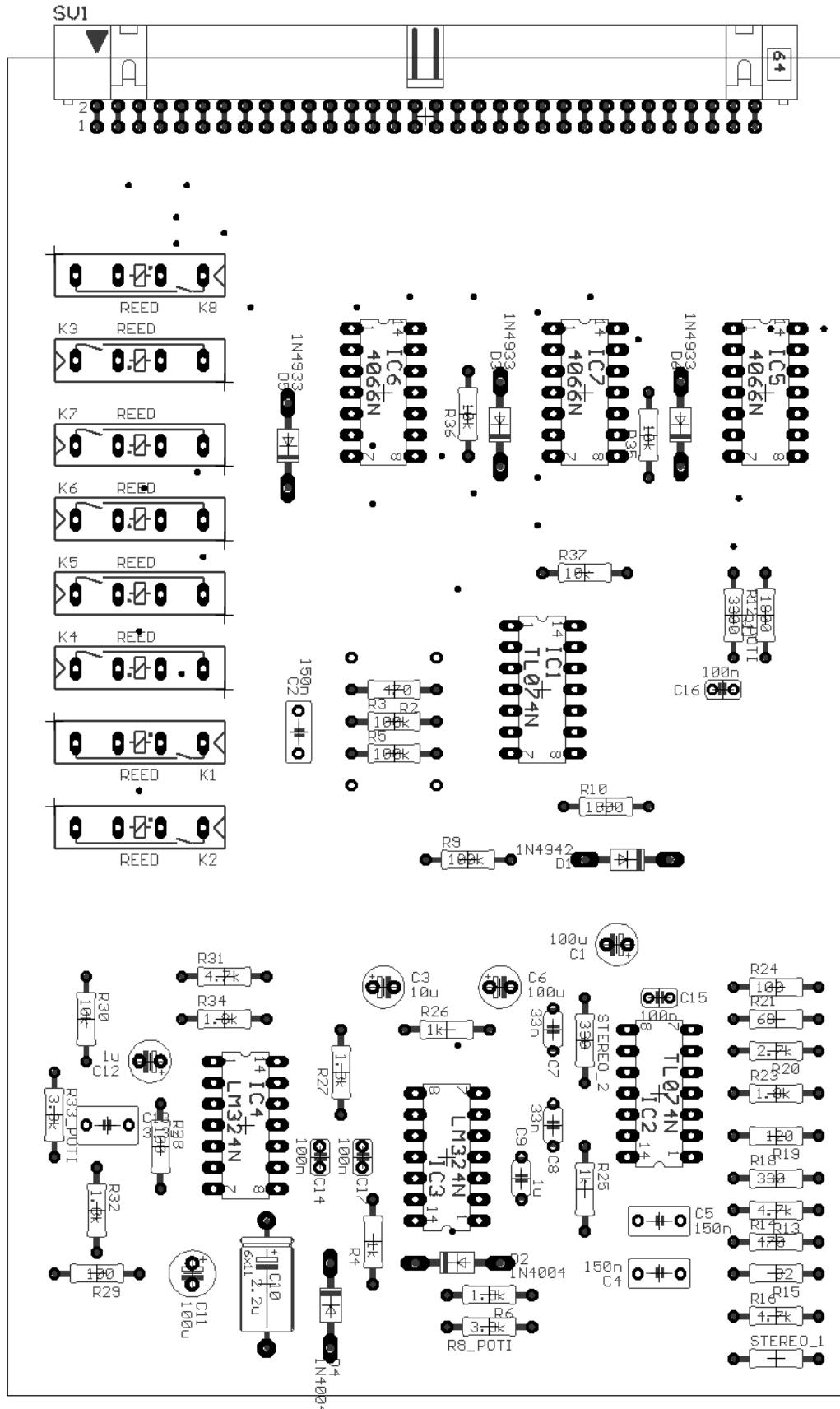
Abbildung 101: Layout Netzteil (top)	91
Abbildung 102: Geräterückseite	92
Abbildung 103: Gerätefront	92

5. Anhang

Anhang 1: Bestückungsplan für die Platine der Zufallsschaltung (Gruppe 2 Zufall/Manuell/Schalter)



Anhang 2: Bestückungsplan für die Platine der manuellen Farbwahl (Gruppe 2 Zufall/Manuell/Schalter)



Im folgenden Anhang sind die Datenblätter zu finden.



ATTENTION
OBSERVE PRECAUTIONS
FOR HANDLING
ELECTROSTATIC
DISCHARGE
SENSITIVE
DEVICES

L-76761CPBC-H

BLUE

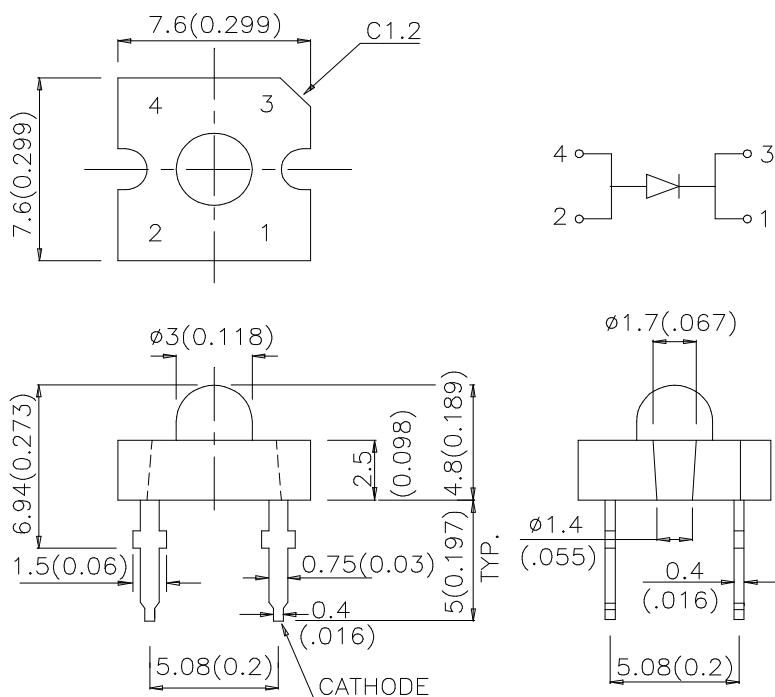
Features

- SUPER FLUX OUTPUT.
- DESIGN FOR HIGH CURRENT OPERATION.
- OUTSTANDING MATERIAL EFFICIENCY.
- RELIABLE AND RUGGED.

Description

The Blue source color devices are made with InGaN on SiC Light Emitting Diode.
Static electricity and surge damage the LEDs.
It is recommended to use a wrist band or anti-electrostatic glove when handling the LEDs.
All devices, equipment and machinery must be electrically grounded.

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 subject to change without notice.

Kingbright

Selection Guide

Part No.	Dice	Lens Type	I _v (mcd) @ 20mA *70mA		Viewing Angle
			Min.	Typ.	
L-76761CPBC-H	BLUE (InGaN)	WATER CLEAR	1200	2400	20°
			*3300	*5800	

Notes:

1. θ1/2 is the angle from optical centerline where the luminous intensity is 1/2 the optical centerline value.
2. * Luminous intensity with asterisk is measured at 70mA under 40ms pulse width.
3. Drive current between 10mA and 30mA are recommended for long term performance.
4. Operation at current below 10mA is not recommended.

Electrical / Optical Characteristics at T_A=25°C

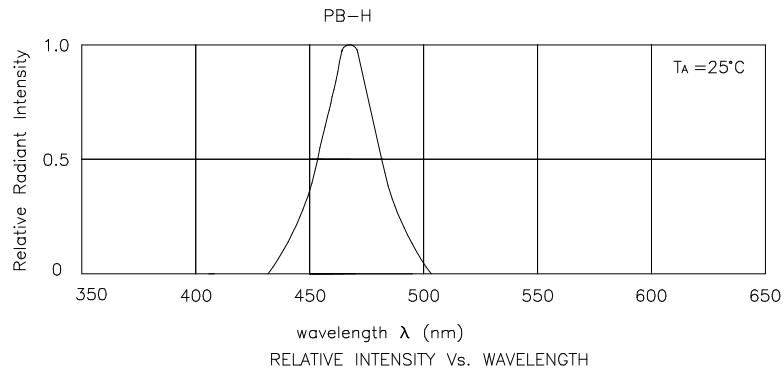
Symbol	Parameter	Device	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
λpeak	Peak Wavelength	Blue	467		nm	I _F =20mA
λD	Dominate Wavelength	Blue	470		nm	I _F =20mA
Δλ1/2	Spectral Line Half-width	Blue	30		nm	I _F =20mA
C	Capacitance	Blue	110		pF	V _F =0V;f=1MHz
V _F	Forward Voltage	Blue	3.7	4.3	V	I _F =20mA
I _R	Reverse Current	Blue		10	uA	V _R = 5V

Absolute Maximum Ratings at T_A=25°C

Parameter	Blue	Units
Power dissipation	108	mW
DC Forward Current	30	mA
Peak Forward Current [1]	100	mA
Reverse Voltage	5	V
Operating / Storage Temperature	-40°C To +85°C	
Lead Solder Temperature [2]	260°C For 5 Seconds	

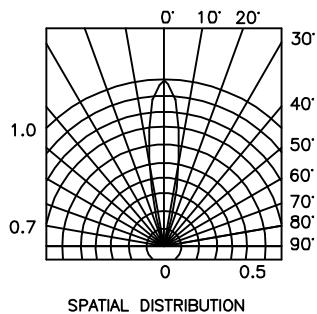
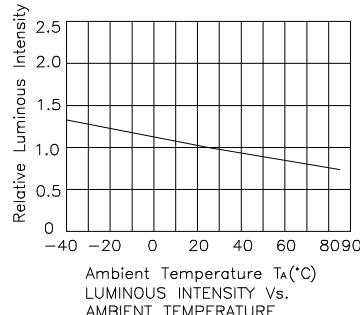
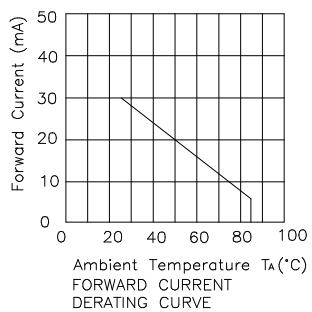
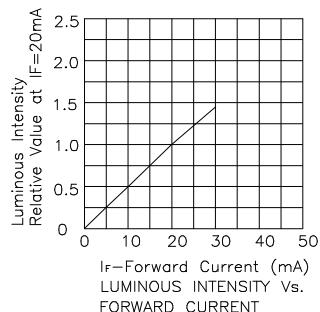
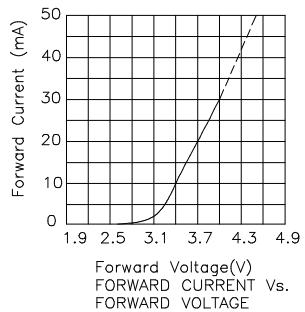
Notes:

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



Blue

L-76761CPBC-H





ATTENTION

**OBSERVE PRECAUTIONS
FOR HANDLING
ELECTROSTATIC
DISCHARGE
SENSITIVE
DEVICES**

L-76761CVGC-H

GREEN

Features

- SUPER FLUX OUTPUT.
 - DESIGN FOR HIGH CURRENT OPERATION.
 - OUTSTANDING MATERIAL EFFICIENCY.
 - RELIABLE AND RUGGED.

Description

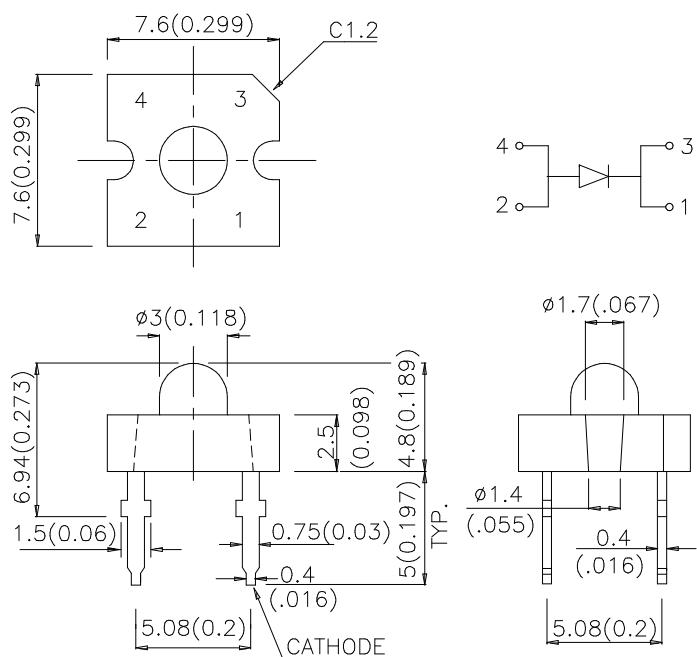
The Green source color devices are made with InGaN on SiC Light Emitting Diode.

Static electricity and surge damage the LEDs.

It is recommended to use a wrist band or

All devices, equipment and machinery must be electrically grounded.

Package Dimensions



Notes:

- Notes:

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

Selection Guide

Part No.	Dice	Lens Type	I _V (mcd) @ 20 mA *70mA		Viewing Angle
			Min.	Typ.	
L-76761CVGC-H	GREEN (InGaN)	WATER CLEAR	1800	3400	20°
	GREEN (InGaN)		*5700	*13000	

Notes:

1. θ1/2 is the angle from optical centerline where the luminous intensity is 1/2 the optical centerline value.
2. * Luminous intensity with asterisk is measured at 70mA.
3. Drive current between 10mA and 30mA are recommended for long term performance.
4. Operation at current below 10mA is not recommended.

Electrical Maximum Ratings at T_A=25°C

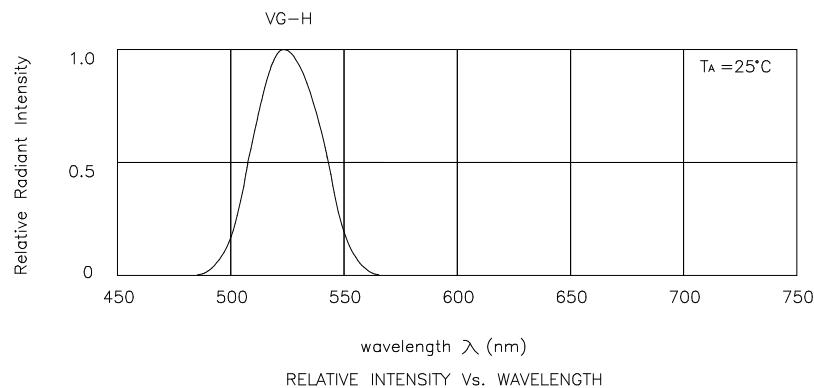
Symbol	Parameter	Device	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
λ _{peak}	Peak Wavelength	Green	520		nm	I _F =20mA
λ D	Dominate Wavelength	Green	525		nm	I _F =20mA
Δλ1/2	Spectral Line Half-width	Green	35		nm	I _F =20mA
C	Capacitance	Green	45		pF	V _F =0V;f=1MHz
V _F	Forward Voltage	Green	3.7	4.1	V	I _F =20mA
I _R	Reverse Current	Green		10	uA	V _R = 5V

Absolute Maximum Ratings at T_A=25°C

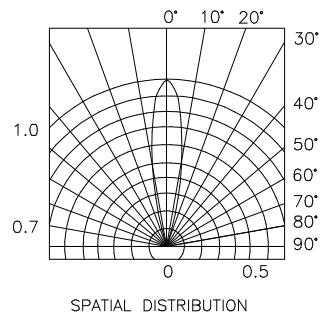
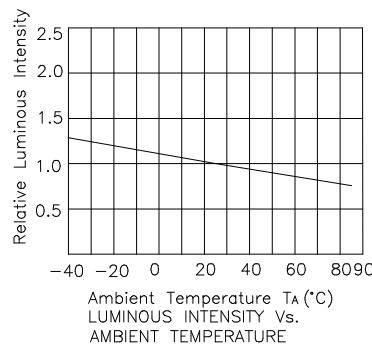
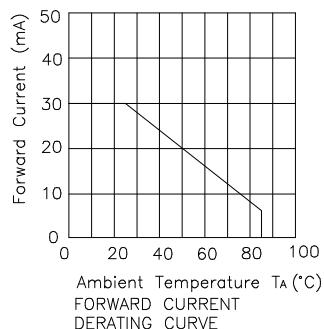
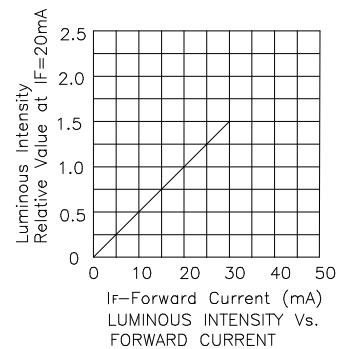
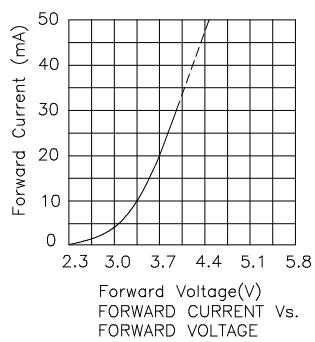
Parameter	Green	Units
Power dissipation	120	mW
DC Forward Current	30	mA
Peak Forward Current [1]	150	mA
Reverse Voltage	5	V
Operating/Storage Temperature	-40°C To +85°C	
Lead Solder Temperature [2]	260°C For 5 Seconds	

Notes:

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



Green L-76761CVGC-H



LM158/LM258/LM358/LM2904

Low Power Dual Operational Amplifiers

General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15V$ power supplies.

The LM358 and LM2904 are available in a chip sized package (8-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology.

Unique Characteristics

- 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 cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

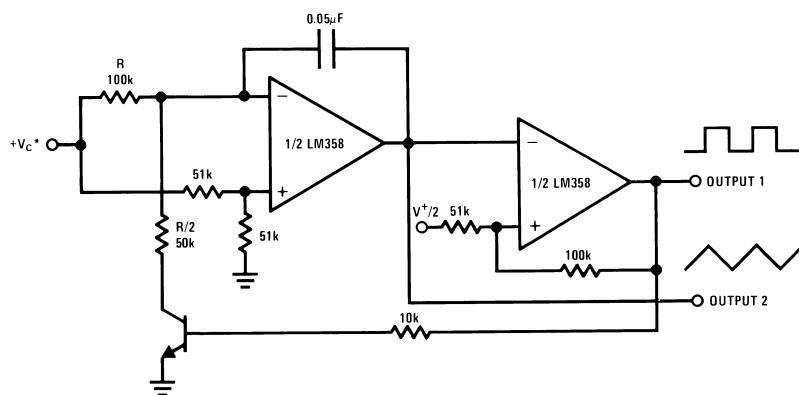
Advantages

- Two internally compensated op amps
- Eliminates need for dual supplies
- Allows direct sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Available in 8-Bump micro SMD chip sized package, (See AN-1112)
- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
 - Single supply: 3V to 32V
 - or dual supplies: $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very low supply current drain (500 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input offset voltage: 2 mV
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing

Voltage Controlled Oscillator (VCO)



00778723

Absolute Maximum Ratings (Note 9)

If Military/Aerospace specified devices are required,
please contact the National Semiconductor Sales Office/

Distributors for availability and specifications.

	LM158/LM258/LM358	LM2904
	LM158A/LM258A/LM358A	
Supply Voltage, V ⁺	32V	26V
Differential Input Voltage	32V	26V
Input Voltage	-0.3V to +32V	-0.3V to +26V
Power Dissipation (Note 1)		
Molded DIP	830 mW	830 mW
Metal Can	550 mW	
Small Outline Package (M)	530 mW	530 mW
micro SMD	435mW	
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)		
V ⁺ ≤ 15V and T _A = 25°C	Continuous	Continuous
Input Current (V _{IN} < -0.3V) (Note 3)	50 mA	50 mA
Operating Temperature Range		
LM358	0°C to +70°C	-40°C to +85°C
LM258	-25°C to +85°C	
LM158	-55°C to +125°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature, DIP (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C
Lead Temperature, Metal Can (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD Tolerance (Note 10)	250V	250V

Electrical Characteristics

V⁺ = +5.0V, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5), T _A = 25°C	1	2		2	3		2	5		mV
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , T _A = 25°C, V _{CM} = 0V, (Note 6)	20	50		45	100		45	150		nA
Input Offset Current	I _{IN(+)} - I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V, T _A = 25°C	2	10		5	30		3	30		nA
Input Common-Mode Voltage Range	V ⁺ = 30V, (Note 7) (LM2904, V ⁺ = 26V), T _A = 25°C	0	V ⁺ -1.5		0	V ⁺ -1.5		0	V ⁺ -1.5		V
Supply Current	Over Full Temperature Range R _L = ∞ on All Op Amps V ⁺ = 30V (LM2904 V ⁺ = 26V) V ⁺ = 5V	1	2		1	2		1	2		mA
		0.5	1.2		0.5	1.2		0.5	1.2		mA

Electrical Characteristics

$V^+ = +5.0V$, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5), $T_A = 25^\circ C$		2	7		2	7	mV
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$, $T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = 0V$, (Note 6)		45	250		45	250	nA
Input Offset Current	$ I_{IN(+)} - I_{IN(-)} $, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$		5	50		5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30V$, (Note 7) (LM2904, $V^+ = 26V$), $T_A = 25^\circ C$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	V
Supply Current	Over Full Temperature Range $R_L = \infty$ on All Op Amps $V^+ = 30V$ (LM2904 $V^+ = 26V$) $V^+ = 5V$		1	2		1	2	mA
		0.5	1.2		0.5	1.2		mA

Electrical Characteristics

$V^+ = +5.0V$, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15V$, $T_A = 25^\circ C$, $R_L \geq 2 k\Omega$, (For $V_O = 1V$ to 11V)	50	100		25	100		50	100		V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5V$	70	85		65	85		70	85		dB
Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 5V$ to 30V (LM2904, $V^+ = 5V$ to 26V), $T_A = 25^\circ C$	65	100		65	100		65	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling	$f = 1\text{ kHz}$ to 20 kHz, $T_A = 25^\circ C$ (Input Referred), (Note 8)		-120			-120			-120		dB
Output Current	Source $V_{IN^+} = 1V$, $V_{IN^-} = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ C$	20	40		20	40		20	40		mA
	Sink $V_{IN^-} = 1V$, $V_{IN^+} = 0V$, $V^+ = 15V$, $T_A = 25^\circ C$, $V_O = 2V$	10	20		10	20		10	20		mA
	$V_{IN^-} = 1V$, $V_{IN^+} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$, $V_O = 200\text{ mV}$, $V^+ = 15V$	12	50		12	50		12	50		μA
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ C$, (Note 2), $V^+ = 15V$		40	60		40	60		40	60	mA
Input Offset Voltage	(Note 5)		4			5			7		mV
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$		7	15		7	20		7		μV/°C
Input Offset Current	$ I_{IN(+)} - I_{IN(-)} $		30			75			100		nA
Input Offset Current Drift	$R_S = 0\Omega$		10	200		10	300		10		pA/°C
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$		40	100		40	200		40	300	nA
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V$, (Note 7) (LM2904, $V^+ = 26V$)	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$		V

Electrical Characteristics (Continued) $V^+ = +5.0V$, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter		Conditions		LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain		$V^+ = +15V$ ($V_O = 1V$ to $11V$) $R_L \geq 2 k\Omega$		25			15			25			V/mV
Output Voltage Swing	V_{OH}	$V^+ = +30V$ (LM2904, $V^+ = 26V$)	$R_L = 2 k\Omega$	26			26			26			V
			$R_L = 10 k\Omega$	27	28		27	28		27	28		V
Output Current	Source	$V_{IN^+} = +1V$, $V_{IN^-} = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$		5 20			5 20			5 20			mV
		$V_{IN^-} = +1V$, $V_{IN^+} = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$		10 20			10 20			10 20			mA
	Sink	$V_{IN^-} = +1V$, $V_{IN^+} = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$		10 15			5 8			5 8			mA

Electrical Characteristics $V^+ = +5.0V$, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter		Conditions		LM358			LM2904			Units
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain		$V^+ = 15V$, $T_A = 25^\circ C$, $R_L \geq 2 k\Omega$, (For $V_O = 1V$ to $11V$)		25	100		25	100		V/mV
Common-Mode Rejection Ratio		$T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5V$		65	85		50	70		dB
		$V^+ = 5V$ to $30V$ (LM2904, $V^+ = 5V$ to $26V$), $T_A = 25^\circ C$		65	100		50	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling		$f = 1 kHz$ to $20 kHz$, $T_A = 25^\circ C$ (Input Referred), (Note 8)		-120			-120			dB
Output Current	Source	$V_{IN^+} = 1V$, $V_{IN^-} = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ C$		20 40			20 40			mA
		$V_{IN^-} = 1V$, $V_{IN^+} = 0V$ $V^+ = 15V$, $T_A = 25^\circ C$, $V_O = 2V$		10 20			10 20			mA
	Sink	$V_{IN^-} = 1V$, $V_{IN^+} = 0V$ $T_A = 25^\circ C$, $V_O = 200 mV$, $V^+ = 15V$		12 50			12 50			μA
Short Circuit to Ground		$T_A = 25^\circ C$, (Note 2), $V^+ = 15V$		40 60			40 60			mA
Input Offset Voltage		(Note 5)		9			10			mV
Input Offset Voltage Drift		$R_S = 0\Omega$		7			7			$\mu V/\text{ }^\circ C$
Input Offset Current		$ I_{IN(+)} - I_{IN(-)} $		150			45 200			nA
Input Offset Current Drift		$R_S = 0\Omega$		10			10			$pA/\text{ }^\circ C$
Input Bias Current		$ I_{IN(+)} $ or $ I_{IN(-)} $		40 500			40 500			nA
Input Common-Mode Voltage Range		$V^+ = 30 V$, (Note 7) (LM2904, $V^+ = 26V$)		0 $V^+ - 2$			0 $V^+ - 2$			V

Electrical Characteristics (Continued)

$V^+ = +5.0V$, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15V$ $(V_O = 1V \text{ to } 11V)$ $R_L \geq 2 k\Omega$	15			15			V/mV
Output Voltage Swing	V_{OH} $V^+ = +30V$ $(LM2904, V^+ = 26V)$	$R_L = 2 k\Omega$	26	22			V	
		$R_L = 10 k\Omega$	27	28	23	24	V	
Output Current	V_{OL} $V^+ = 5V, R_L = 10 k\Omega$	5 20			5 100			mV
	$Source$ $V_{IN^+} = +1V, V_{IN^-} = 0V,$ $V^+ = 15V, V_O = 2V$	10	20	10 20			mA	
	$Sink$ $V_{IN^-} = +1V, V_{IN^+} = 0V,$ $V^+ = 15V, V_O = 2V$	5	8	5	8	mA		

Note 1: For operating at high temperatures, the LM358/LM358A, LM2904 must be derated based on a $+125^\circ C$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $120^\circ C/W$ for MDIP, $182^\circ C/W$ for Metal Can, $189^\circ C/W$ for Small Outline package, and $230^\circ C/W$ for micro SMD, which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM258/LM258A and LM158/LM158A can be derated based on a $+150^\circ C$ maximum junction temperature. The dissipation is the total of both amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of $+15V$, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: 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 diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3V$ (at $25^\circ C$).

Note 4: These specifications are limited to $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ for the LM158/LM158A. With the LM258/LM258A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM358/LM358A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2904 specifications are limited to $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

Note 5: $V_O = 1.4V, R_S = 0\Omega$ with V^+ from $5V$ to $30V$; and over the full input common-mode range ($0V$ to $V^+ - 1.5V$) at $25^\circ C$. For LM2904, V^+ from $5V$ to $26V$.

Note 6: 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.

Note 7: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than $0.3V$ (at $25^\circ C$). The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$ (at $25^\circ C$), but either or both inputs can go to $+32V$ without damage ($+26V$ for LM2904), independent of the magnitude of V^+ .

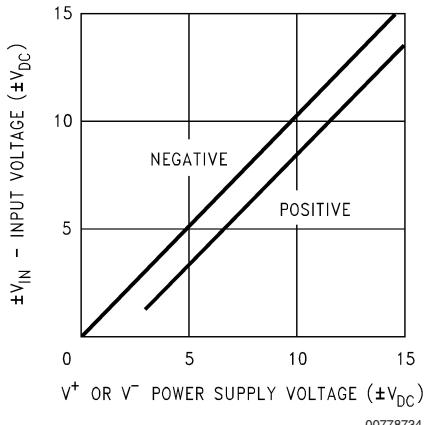
Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

Note 9: Refer to RETS158AX for LM158A military specifications and to RETS158X for LM158 military specifications.

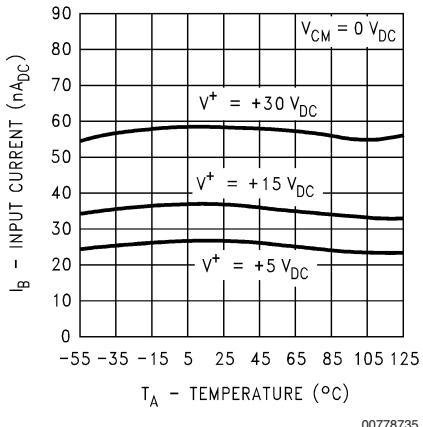
Note 10: Human body model, $1.5 k\Omega$ in series with $100 pF$.

Typical Performance Characteristics

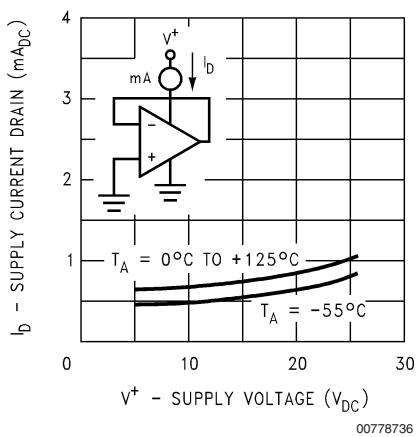
Input Voltage Range



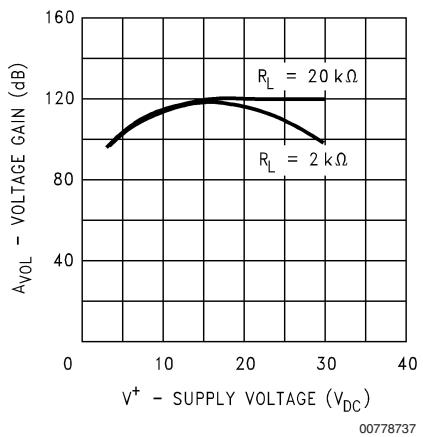
Input Current



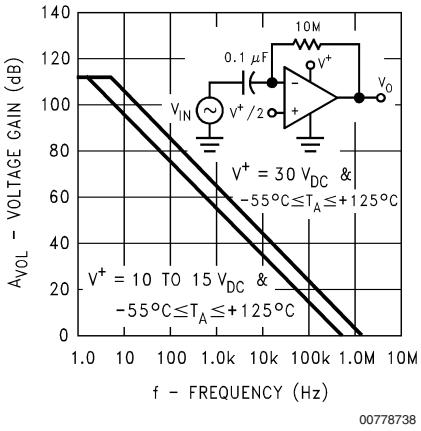
Supply Current



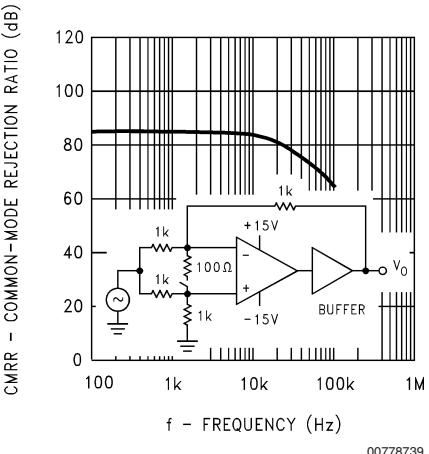
Voltage Gain



Open Loop Frequency Response

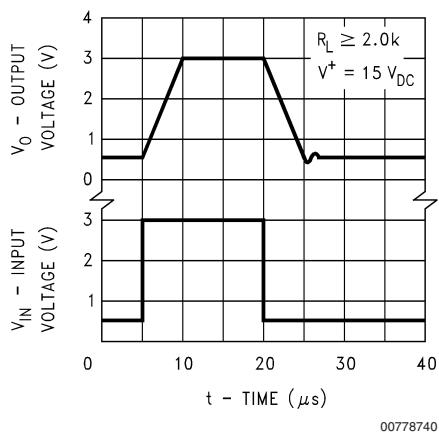


Common-Mode Rejection Ratio

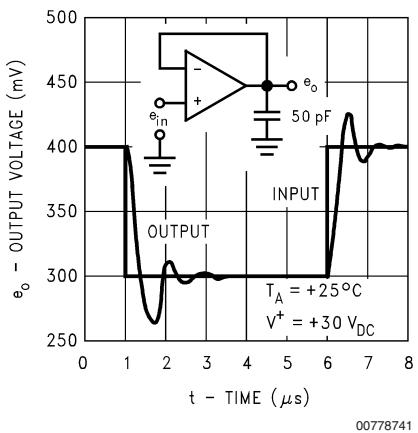


Typical Performance Characteristics (Continued)

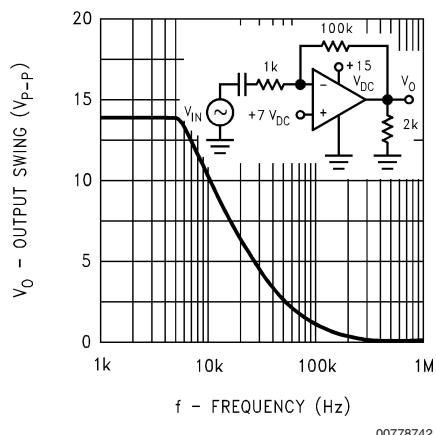
Voltage Follower Pulse Response



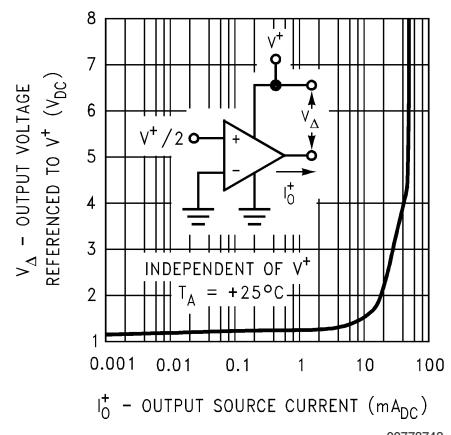
Voltage Follower Pulse Response (Small Signal)



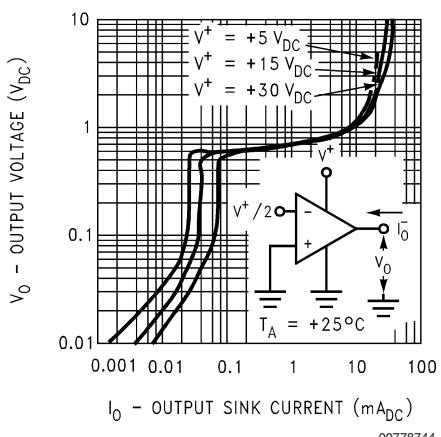
Large Signal Frequency Response



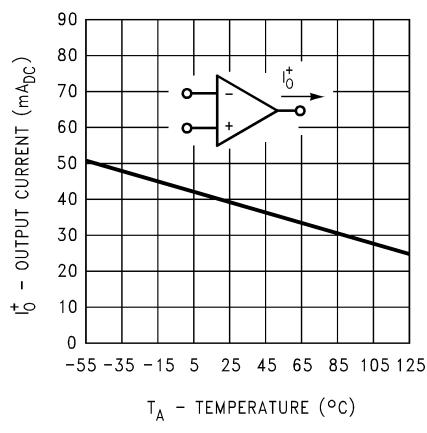
Output Characteristics Current Sourcing



Output Characteristics Current Sinking

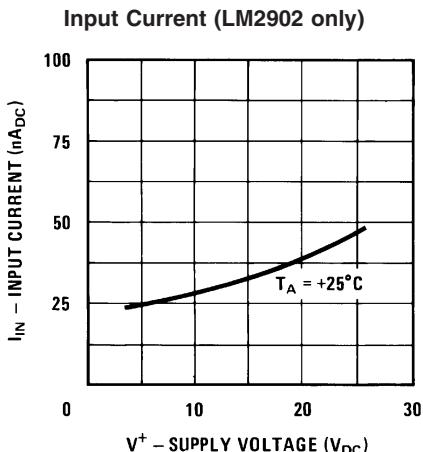


Current Limiting

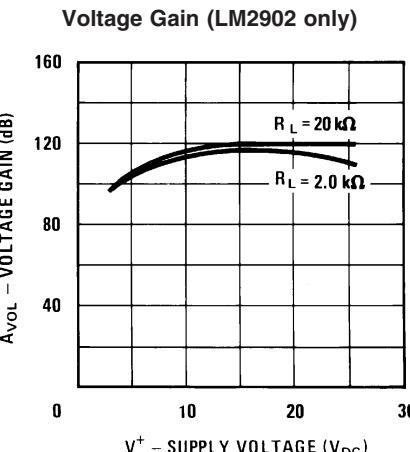


Typical Performance Characteristics

(Continued)



00778746



00778747

Application Hints

The LM158 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V_{DC}. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V_{DC}.

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V⁺ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.3 V_{DC} (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply current drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

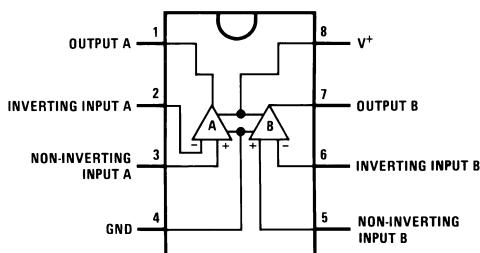
The bias network of the LM158 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of 3 V_{DC} to 30 V_{DC}.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of V^{+/2}) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

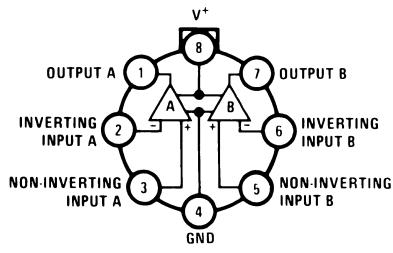
Connection Diagrams

DIP/SO Package



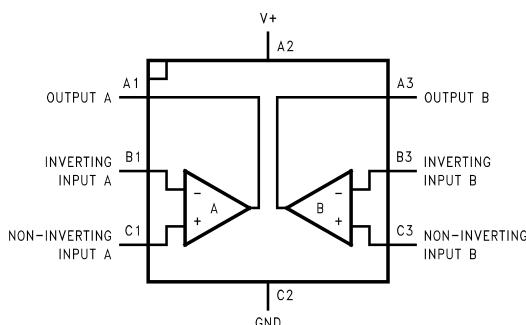
Top View

Metal Can Package

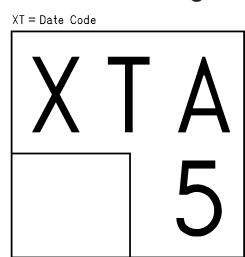


Top View

8-Bump micro SMD

Top View
(Bump Side Down)

LM358BP micro SMD Marking Orientation

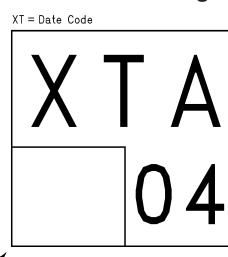


Pin A1 Corner
Pin A1 is identified by lower left corner with respect to the text.

00778756

Top View

LM2904IBP micro SMD Marking Orientation

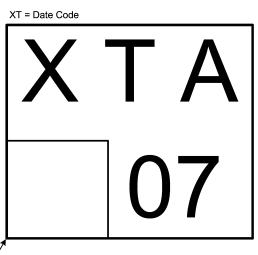


Pin A1 Corner
Pin A1 is identified by lower left corner with respect to the text.

00778757

Top View

LM358TP micro SMD Marking Orientation

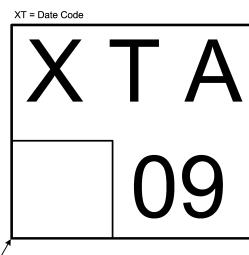


Pin A1 Corner
Pin A1 is identified by lower left corner with respect to the text

00778758

Top View

LM2904ITP micro SMD Marking Orientation



Pin A1 Corner
Pin A1 is identified by lower left corner with respect to the text

00778759

Top View

Ordering Information

Package	Temperature Range				NSC Drawing
	-55°C to 125°C	-25°C to 85°C	0°C to 70°C	-40°C to 85°C	
SO-8			LM358AM LM358AMX LM358M LM358MX	LM2904M LM2904MX	M08A
8-Pin Molded DIP			LM358AN LM358N	LM2904N	N08E
8-Pin Ceramic DIP	LM158AJ/883(Note 11) LM158J/883(Note 11) LM158J LM158AJLQML(Note 12) LM158AJQMLV(Note 12)				J08A
TO-5, 8-Pin Metal Can	LM158AH/883(Note 11) LM158H/883(Note 11) LM158AH LM158H LM158AHLQML(Note 12) LM158AHLQMLV(Note 12)	LM258H	LM358H		H08C
8-Bump micro SMD			LM358BP LM358BPX	LM2904IBP LM2904IBPX	BPA08AAB 0.85 mm Thick
8-Bump micro SMD Lead Free			LM358TP LM358TPX	LM2904ITP LM2904ITPX	TPA08AAA 0.50 mm Thick
14-Pin Ceramic SOIC	LM158AWG/883				WG10A

Note 11: LM158 is available per SMD #5962-8771001

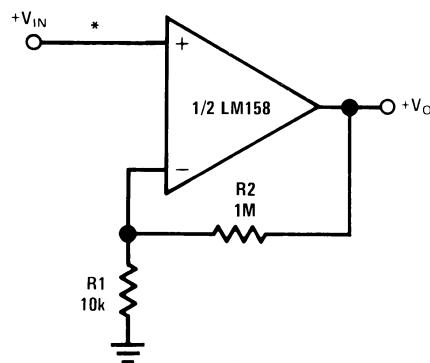
LM158A is available per SMD #5962-8771002

Note 12: See STD Mil DWG 5962L87710 for Radiation Tolerant Devices

Typical Single-Supply Applications

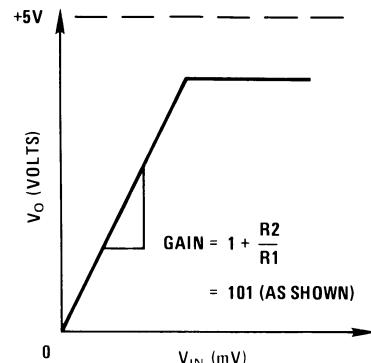
($V^+ = 5.0 \text{ V}_{\text{DC}}$)

Non-Inverting DC Gain (0V Output)



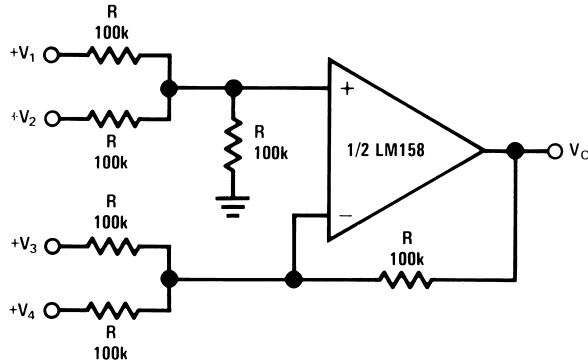
00778706

*R not needed due to temperature independent I_{IN}



00778707

DC Summing Amplifier ($V_{\text{IN}} \geq 0 \text{ V}_{\text{DC}}$ and $V_{\text{O}} \geq 0 \text{ V}_{\text{DC}}$)

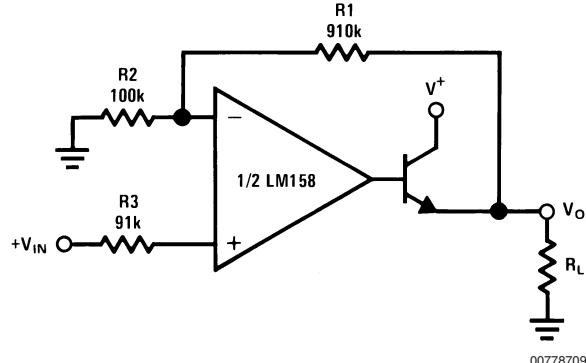


00778708

Where: $V_{\text{O}} = V_1 + V_2 + V_3 + V_4$

$(V_1 + V_2) \geq (V_3 + V_4)$ to keep $V_{\text{O}} > 0 \text{ V}_{\text{DC}}$

Power Amplifier



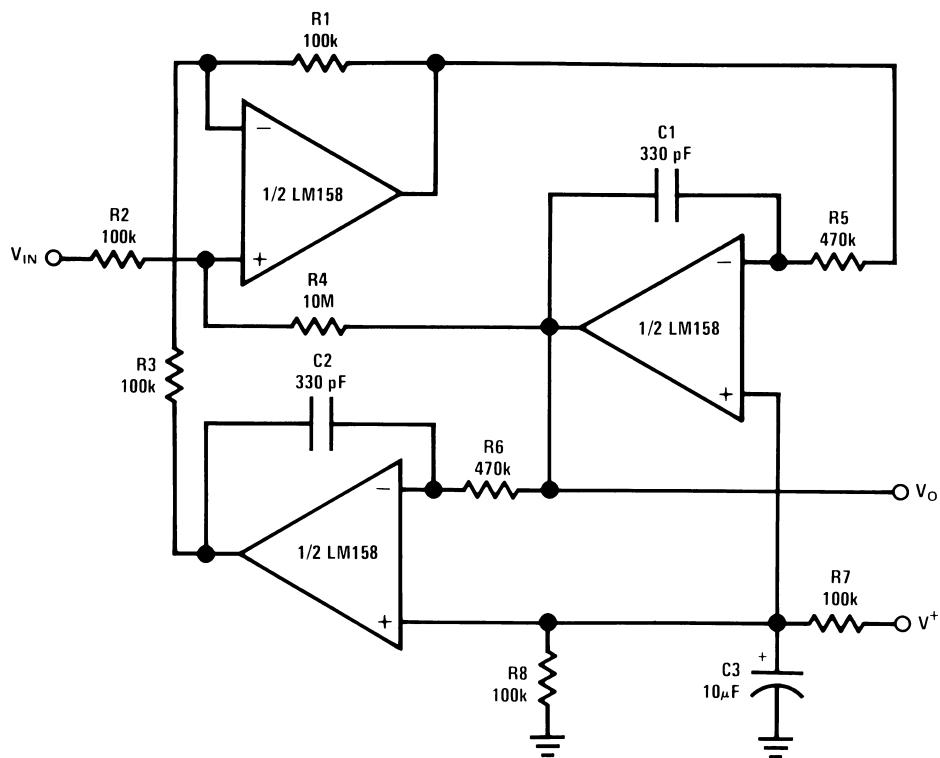
00778709

$V_{\text{O}} = 0 \text{ V}_{\text{DC}}$ for $V_{\text{IN}} = 0 \text{ V}_{\text{DC}}$

$A_V = 10$

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 \text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)

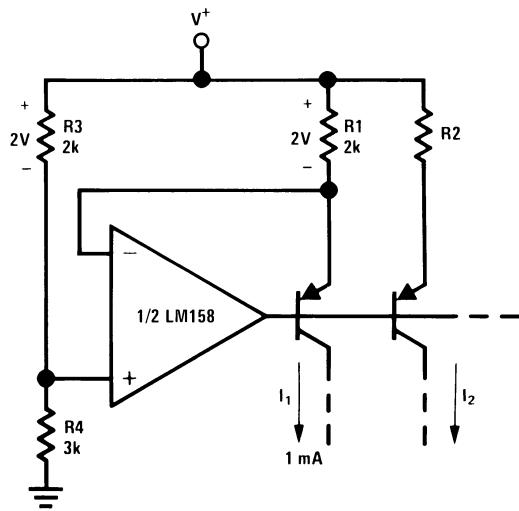
"BI-QUAD" RC Active Bandpass Filter



00778710

$f_0 = 1 \text{ kHz}$
 $Q = 50$
 $A_v = 100 \text{ (40 dB)}$

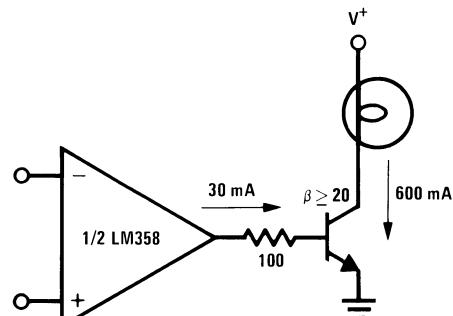
Fixed Current Sources



00778711

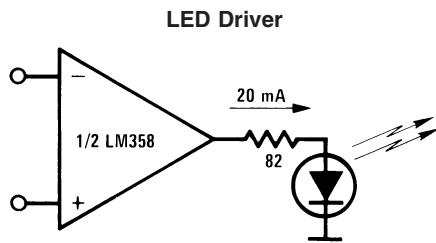
$$I_2 = \left(\frac{R_1}{R_2} \right) I_1$$

Lamp Driver

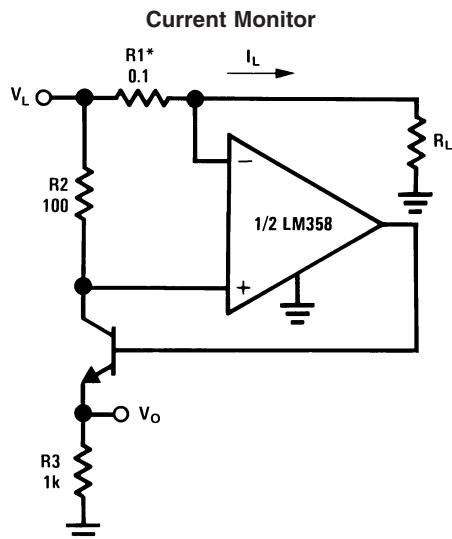


00778712

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 \text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)



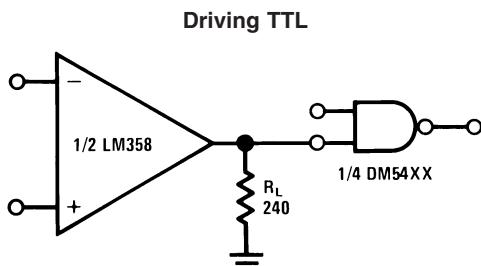
00778713



00778714

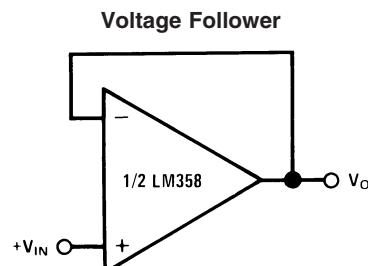
$$V_O = \frac{1V(I_L)}{1A}$$

*(Increase R_1 for I_L small)
 $V_L \leq V^+ - 2V$

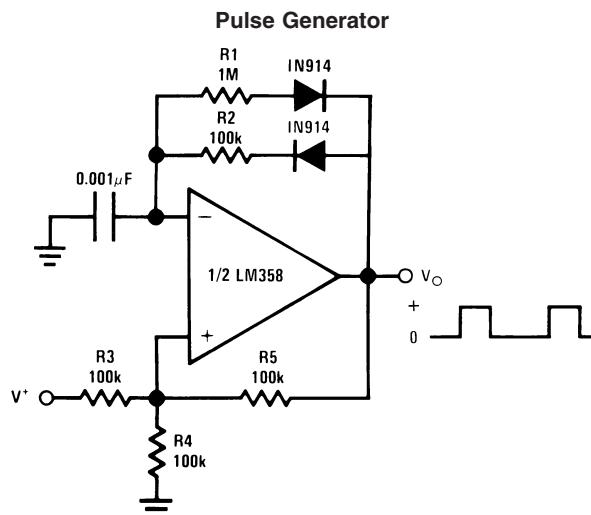


00778715

$$V_O = V_{IN}$$



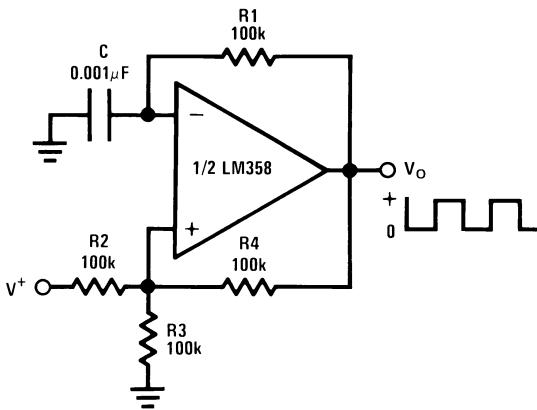
00778717



00778716

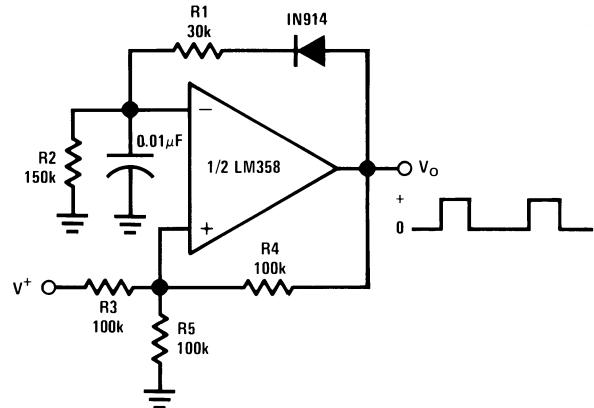
Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 \text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)

Squarewave Oscillator



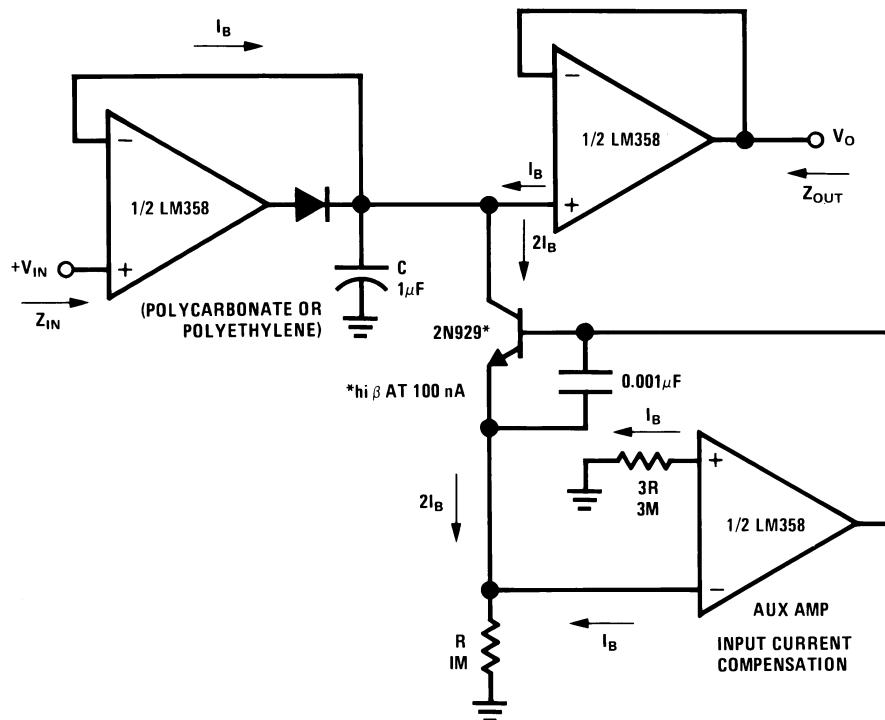
00778718

Pulse Generator



00778719

Low Drift Peak Detector

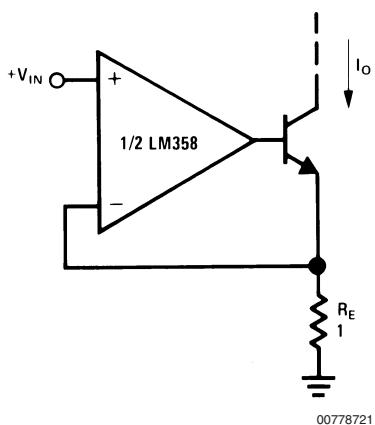


00778720

HIGH Z_{IN}
LOW Z_{OUT}

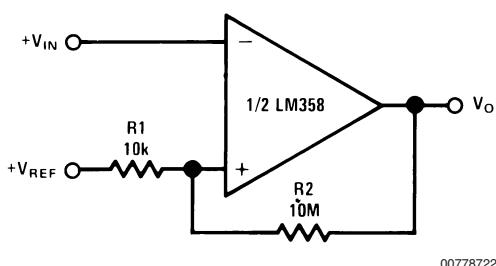
Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 \text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)

High Compliance Current Sink



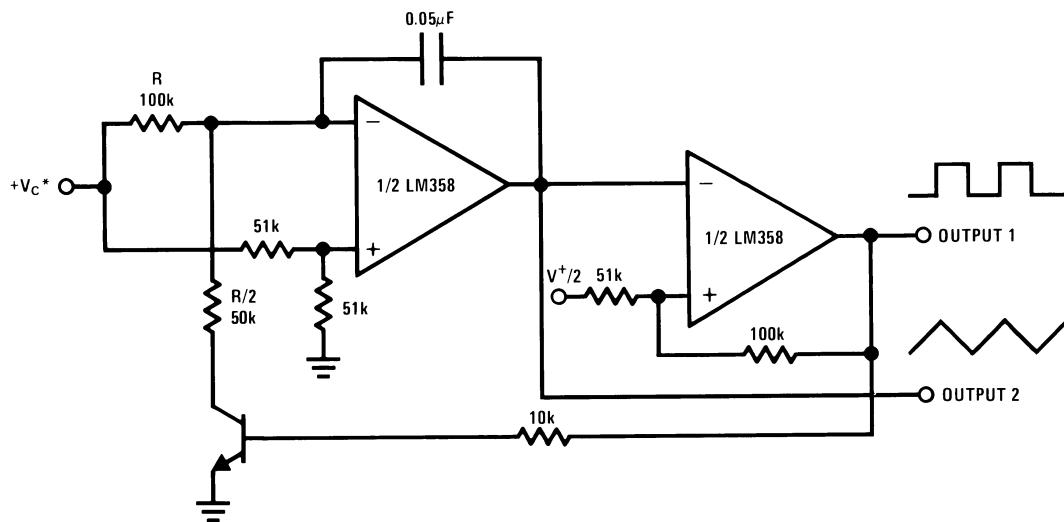
$I_O = 1 \text{ amp/volt } V_{\text{IN}}$
(Increase R_E for I_O small)

Comparator with Hysteresis



00778722

Voltage Controlled Oscillator (VCO)

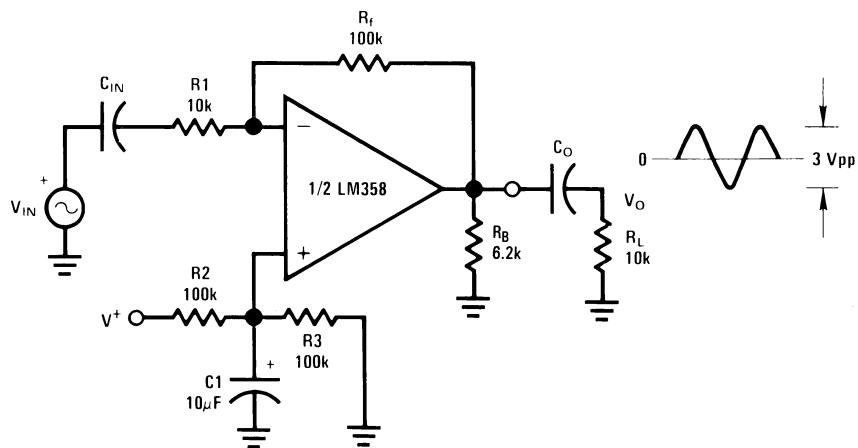


00778723

*WIDE CONTROL VOLTAGE RANGE: $0 \text{ V}_{\text{DC}} \leq V_C \leq 2(V^+ - 1.5\text{V}_{\text{DC}})$

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 \text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)

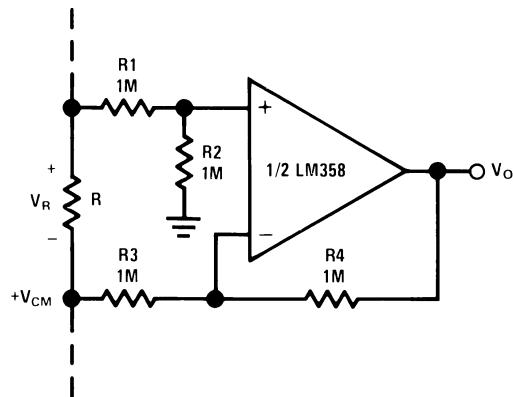
AC Coupled Inverting Amplifier



00778724

$$A_V = \frac{R_f}{R_1} \quad (\text{As shown, } A_V = 10)$$

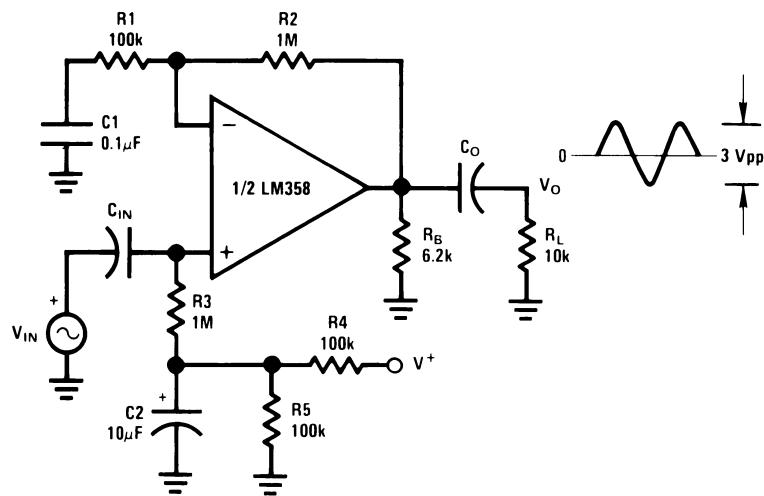
Ground Referencing a Differential Input Signal



00778725

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 \text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)

AC Coupled Non-Inverting Amplifier

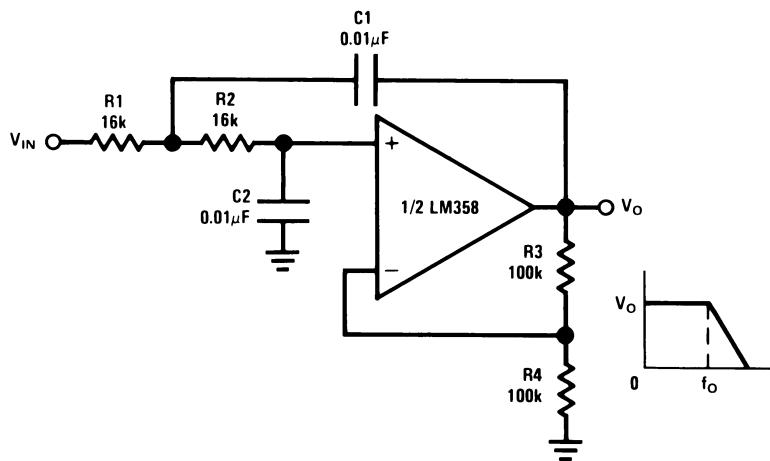


00778726

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$A_V = 11$ (As Shown)

DC Coupled Low-Pass RC Active Filter



00778727

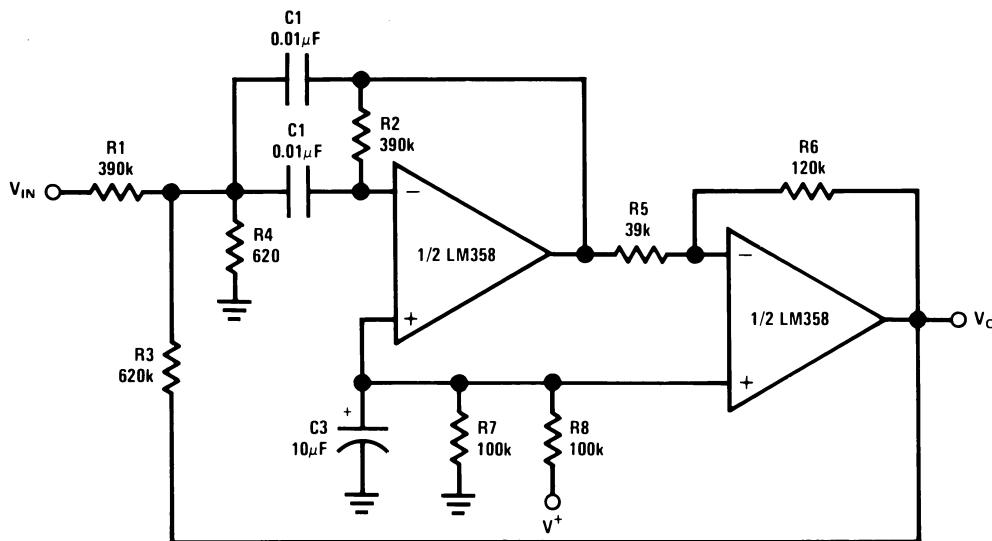
$f_o = 1 \text{ kHz}$

$Q = 1$

$A_V = 2$

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 \text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)

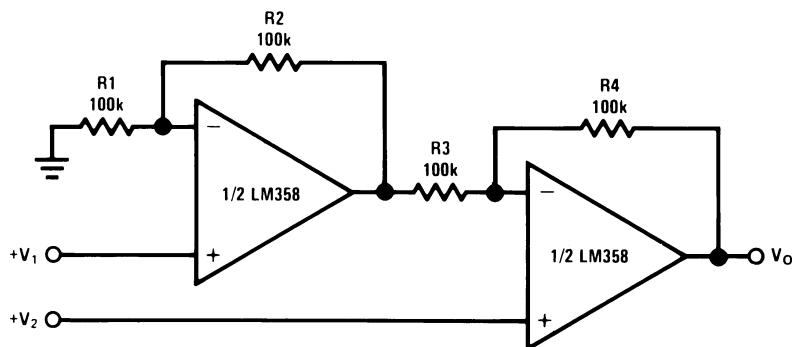
Bandpass Active Filter



00778728

 $f_0 = 1 \text{ kHz}$ $Q = 25$

High Input Z, DC Differential Amplifier



00778729

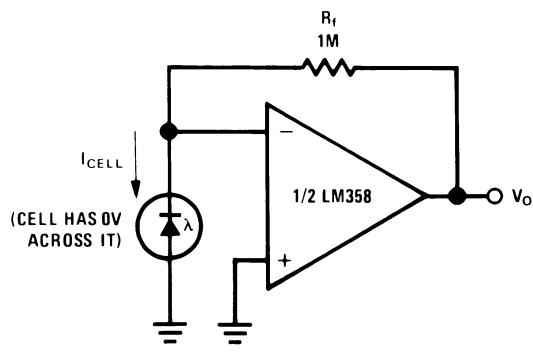
For $\frac{R1}{R2} = \frac{R4}{R3}$ (CMRR depends on this resistor ratio match)

$$V_O = 1 + \frac{R4}{R3} (V_2 - V_1)$$

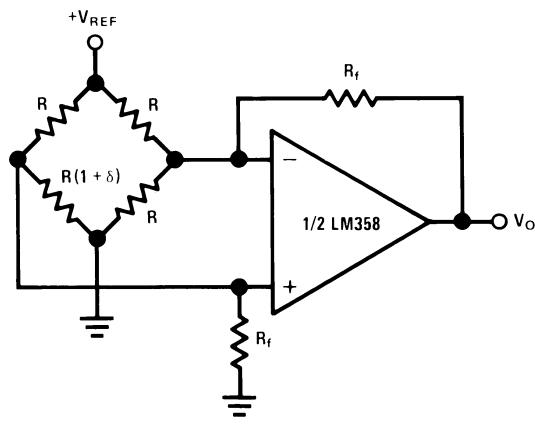
As Shown: $V_O = 2 (V_2 - V_1)$

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 \text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)

Photo Voltaic-Cell Amplifier



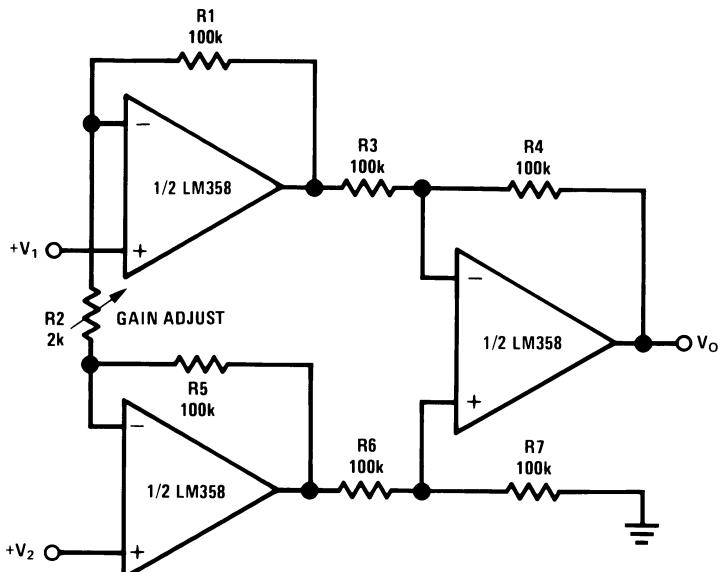
Bridge Current Amplifier



For $\delta \ll 1$ and $R_f \gg R$

$$V_O \approx V_{\text{REF}} \left(\frac{\delta}{2} \right) \frac{R_f}{R}$$

High Input Z Adjustable-Gain DC Instrumentation Amplifier



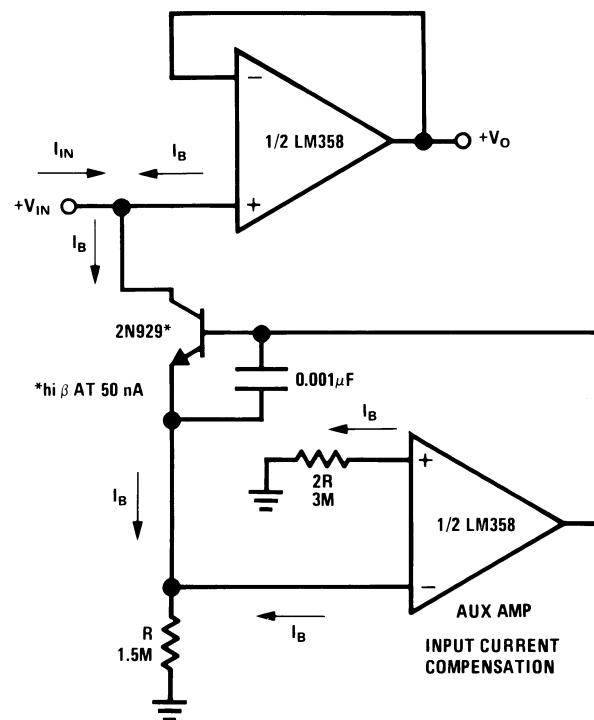
If $R_1 = R_5$ & $R_3 = R_4 = R_6 = R_7$ (CMRR depends on match)

$$V_O = 1 + \frac{2R_1}{R_2} (V_2 - V_1)$$

As shown $V_O = 101 (V_2 - V_1)$

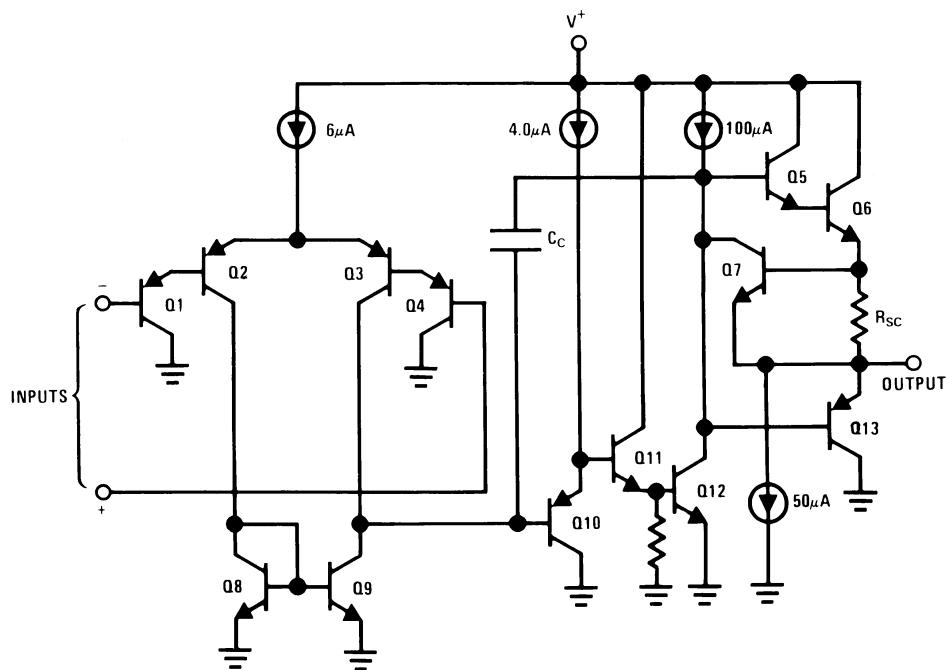
Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 \text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)

Using Symmetrical Amplifiers to Reduce Input Current (General Concept)



00778732

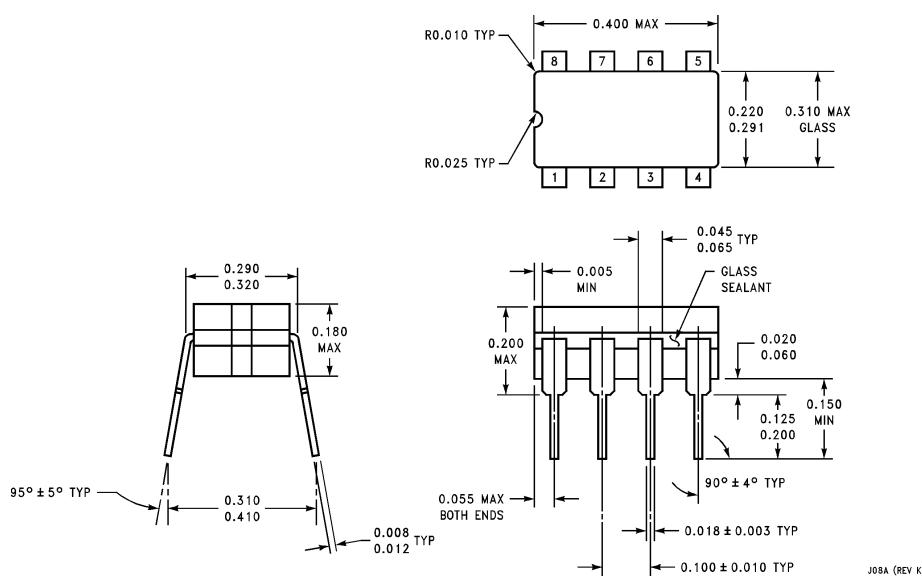
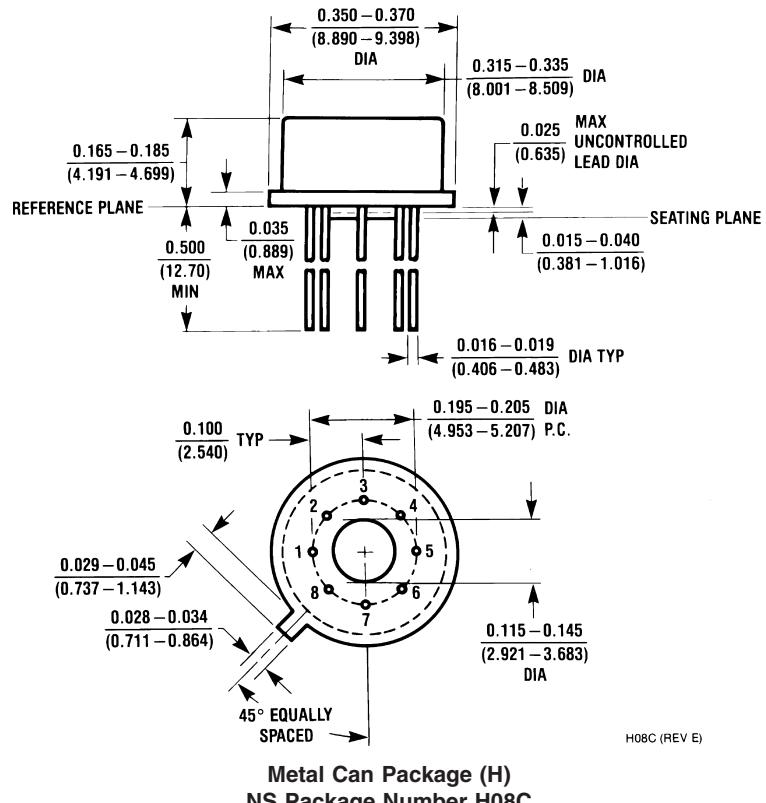
Schematic Diagram (Each Amplifier)



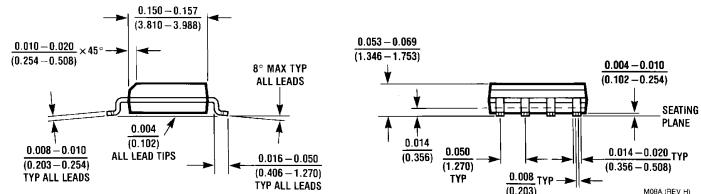
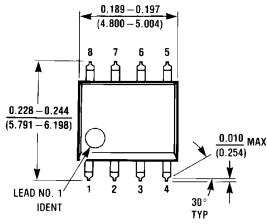
00778703

Physical Dimensions

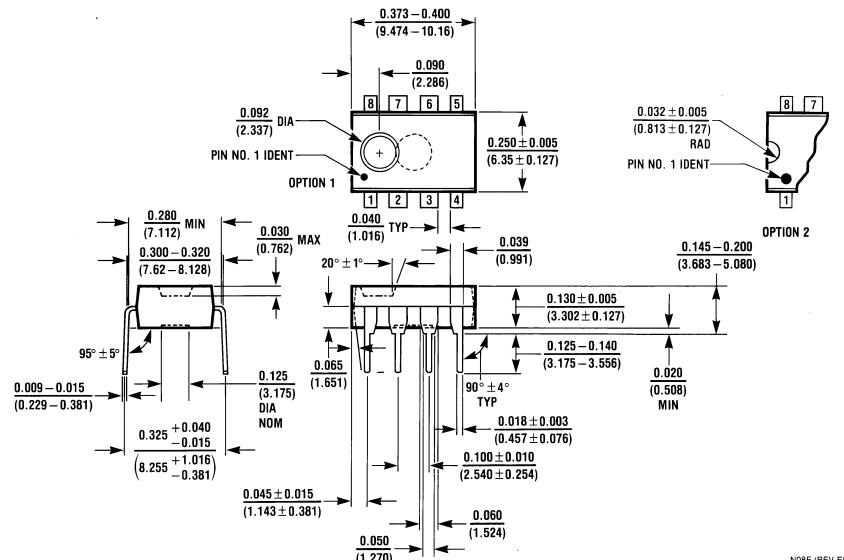
inches (millimeters) unless otherwise noted



Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

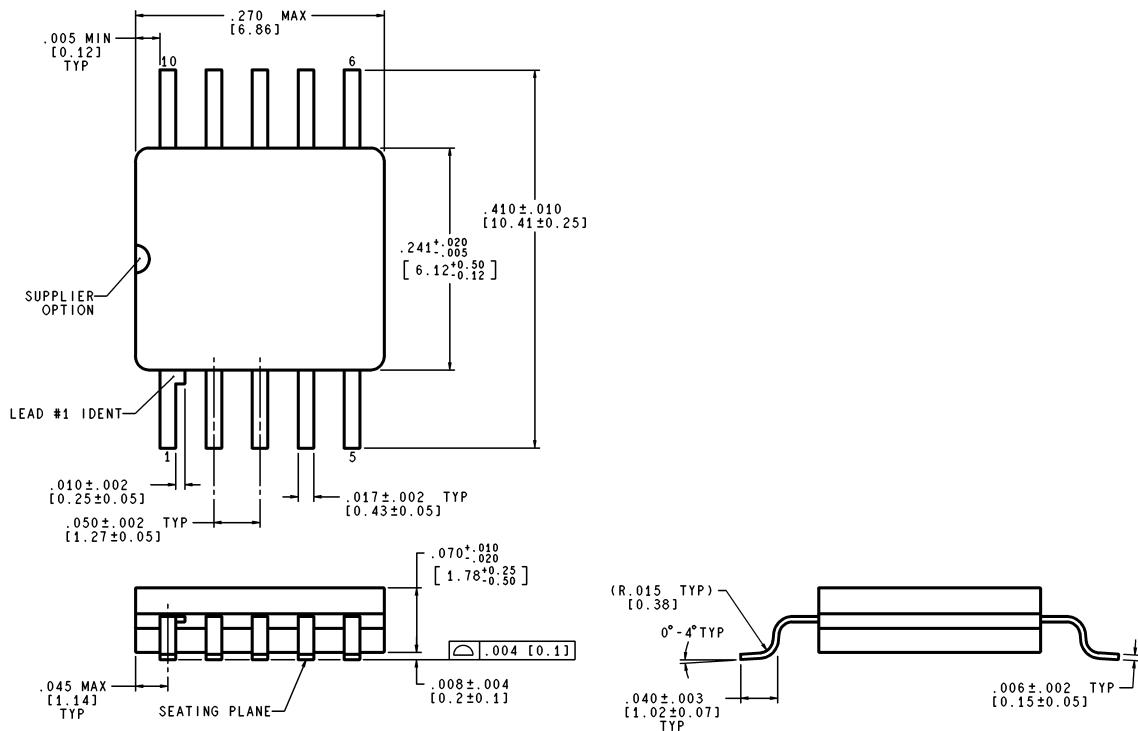


SOIC Package (M)
NS Package Number M08A



Molded Dip Package (N)
NS Package Number N08E

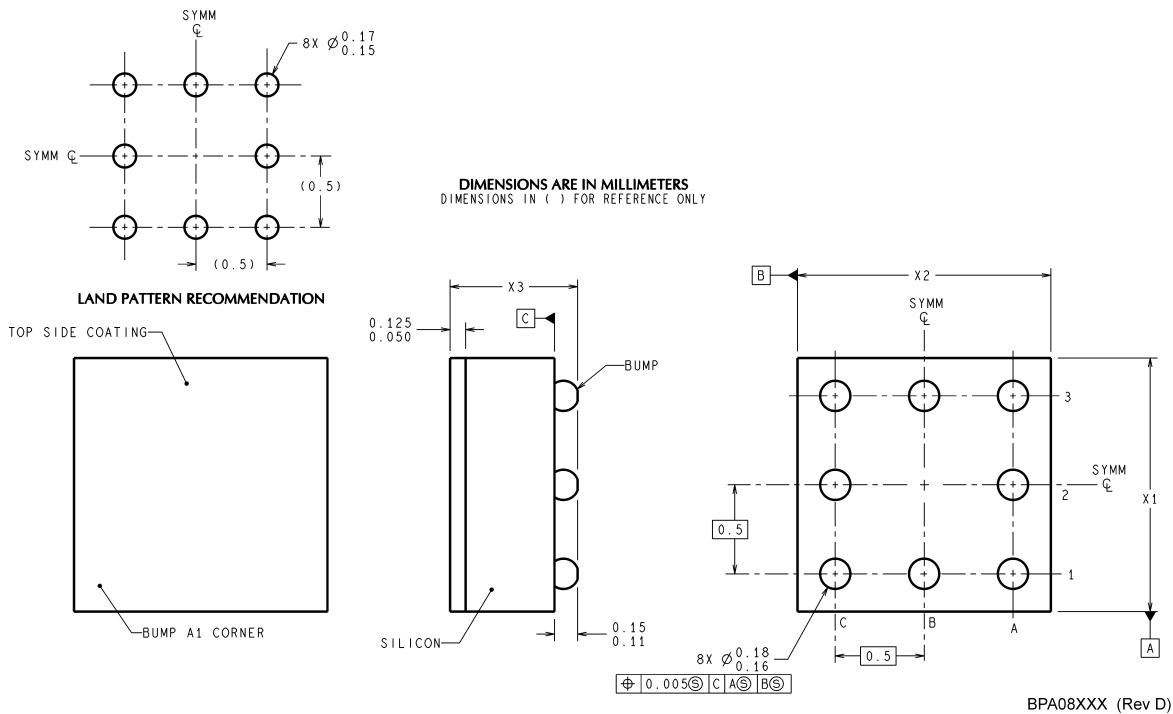
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



WG10A (Rev C)

**Order Number LM158AWG/883
NS Package Number WG10A**

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



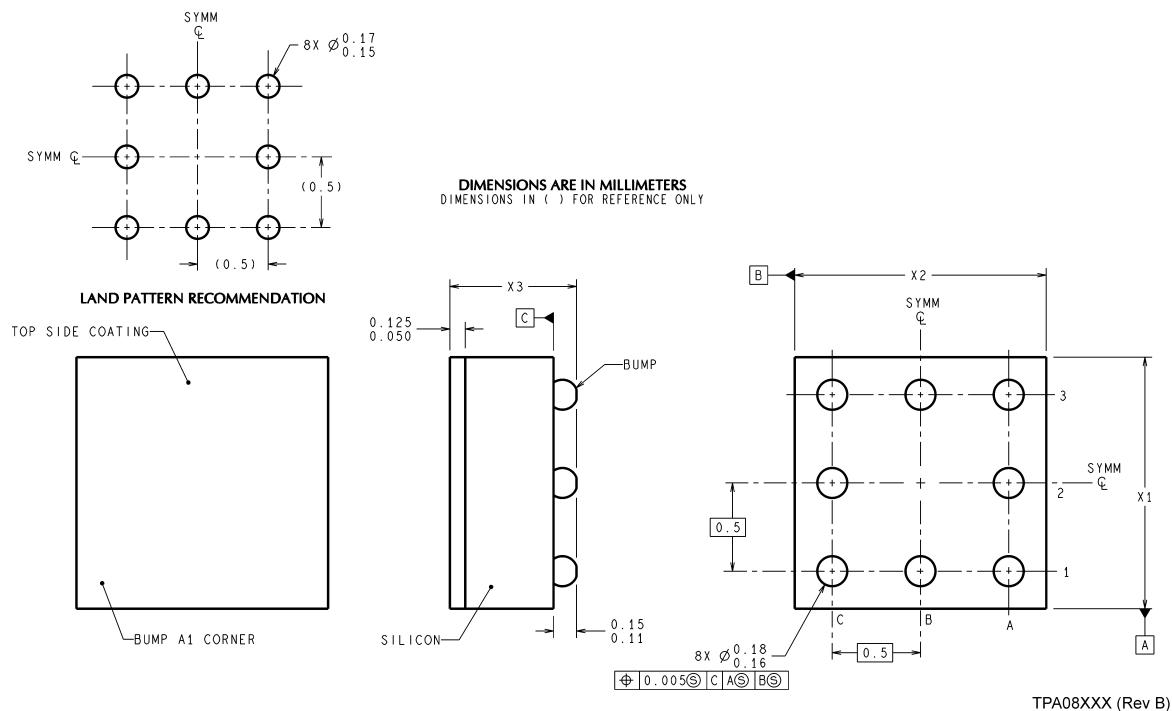
NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

1. EPOXY COATING
2. 63Sn/37Pb EUTECTIC BUMP
3. RECOMMEND NON-SOLDER MASK DEFINED LANDING PAD.
4. PIN A1 IS ESTABLISHED BY LOWER LEFT CORNER WITH RESPECT TO TEXT ORIENTATION REMAINING PINS ARE NUMBERED COUNTERCLOCKWISE.
5. XXX IN DRAWING NUMBER REPRESENTS PACKAGE SIZE VARIATION WHERE X₁ IS PACKAGE WIDTH, X₂ IS PACKAGE LENGTH AND X₃ IS PACKAGE HEIGHT.
6. REFERENCE JEDEC REGISTRATION MO-211, VARIATION BC.

8-Bump micro SMD
NS Package Number BPA08AAB
X₁ = 1.285 X₂ = 1.285 X₃ = 0.850

Physical Dimensions

inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

1. EPOXY COATING
2. RECOMMEND NON-SOLDER MASK DEFINED LANDING PAD.
3. PIN A1 IS ESTABLISHED BY LOWER LEFT CORNER WITH RESPECT TO TEXT ORIENTATION REMAINING PINS ARE NUMBERED COUNTERCLOCKWISE.
4. XXX IN DRAWING NUMBER REPRESENTS PACKAGE SIZE VARIATION WHERE X₁ IS PACKAGE WIDTH, X₂ IS PACKAGE LENGTH AND X₃ IS PACKAGE HEIGHT.
5. REFERENCE JEDEC REGISTRATION MO-211, VARIATION BC.

**8-Bump micro SMD Lead Free
NS Package Number TPA08AAA
X₁ = 1.285 X₂ = 1.285 X₃ = 0.500**

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

For the most current product information visit us at www.national.com.

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.

BANNED SUBSTANCE COMPLIANCE

National Semiconductor certifies that the products and packing materials meet the provisions of the Customer Products Stewardship Specification (CSP-9-111C2) and the Banned Substances and Materials of Interest Specification (CSP-9-111S2) and contain no "Banned Substances" as defined in CSP-9-111S2.

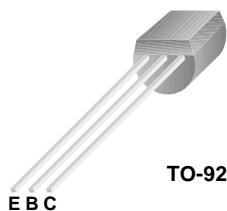
National Semiconductor
Americas Customer
Support Center
Email: new.feedback@nsc.com
Tel: 1-800-272-9959
www.national.com

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Support Center
Email: ap.support@nsc.com

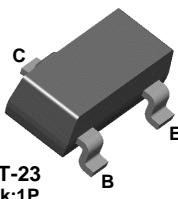
National Semiconductor
Japan Customer Support Center
Fax: 81-3-5639-7507
Email: jpn.feedback@nsc.com
Tel: 81-3-5639-7560

PN2222A



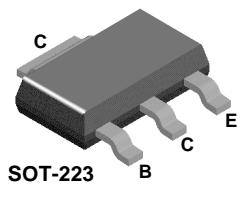
TO-92

MMBT2222A



SOT-23
Mark:1P

PZT2222A



SOT-23
B C E

NPN General Purpose Amplifier

- This device is for use as a medium power amplifier and switch requiring collector currents up to 500mA.
- Sourced from process 19.

Absolute Maximum Ratings * $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	40	V
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	75	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	6.0	V
I_C	Collector Current	1.0	A
T_{STG}	Operating and Storage Junction Temperature Range	- 55 ~ 150	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired

NOTES:

- These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations

Electrical Characteristics $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
Off Characteristics					
$BV_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage *	$I_C = 10\text{mA}, I_B = 0$	40		V
$BV_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10\mu\text{A}, I_E = 0$	75		V
$BV_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10\mu\text{A}, I_C = 0$	6.0		V
I_{CEX}	Collector Cutoff Current	$V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB(\text{off})} = 3.0\text{V}$		10	nA
I_{CBO}	Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 60\text{V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 60\text{V}, I_E = 0, T_a = 125^\circ\text{C}$	0.01	10	μA
I_{EBO}	Emitter Cutoff Current	$V_{EB} = 3.0\text{V}, I_C = 0$		10	μA
I_{BL}	Base Cutoff Current	$V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB(\text{off})} = 3.0\text{V}$		20	μA
On Characteristics					
h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 0.1\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$ $I_C = 1.0\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$ $I_C = 10\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$ $I_C = 10\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}, T_a = -55^\circ\text{C}$ $I_C = 150\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}^*$ $I_C = 150\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}^*$ $I_C = 500\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}^*$	35 50 75 35 100 50 40	300	
$V_{CE(\text{sat})}$	Collector-Emitter Saturation Voltage *	$I_C = 150\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$ $I_C = 500\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$		0.3 1.0	V
$V_{BE(\text{sat})}$	Base-Emitter Saturation Voltage *	$I_C = 150\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$ $I_C = 500\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$	0.6	1.2 2.0	V

* Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

Electrical Characteristics $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted (Continued)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
Small Signal Characteristics					
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$I_C = 20\text{mA}$, $V_{CE} = 20\text{V}$, $f = 100\text{MHz}$	300		MHz
C_{obo}	Output Capacitance	$V_{CB} = 10\text{V}$, $I_E = 0$, $f = 1\text{MHz}$		8.0	pF
C_{ibo}	Input Capacitance	$V_{EB} = 0.5\text{V}$, $I_C = 0$, $f = 1\text{MHz}$		25	pF
$r_b' C_c$	Collector Base Time Constant	$I_C = 20\text{mA}$, $V_{CB} = 20\text{V}$, $f = 31.8\text{MHz}$	150		ps
NF	Noise Figure	$I_C = 100\mu\text{A}$, $V_{CE} = 10\text{V}$, $R_S = 1.0\text{K}\Omega$, $f = 1.0\text{KHz}$		4.0	dB
$\text{Re}(h_{ie})$	Real Part of Common-Emitter High Frequency Input Impedance	$I_C = 20\text{mA}$, $V_{CE} = 20\text{V}$, $f = 300\text{MHz}$		60	Ω
Switching Characteristics					
t_d	Delay Time	$V_{CC} = 30\text{V}$, $V_{EB(\text{off})} = 0.5\text{V}$, $I_C = 150\text{mA}$, $I_{B1} = 15\text{mA}$		10	ns
t_r	Rise Time			25	ns
t_s	Storage Time	$V_{CC} = 30\text{V}$, $I_C = 150\text{mA}$, $I_{B1} = I_{B2} = 15\text{mA}$		225	ns
t_f	Fall Time			60	ns

Thermal Characteristics $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Max.			Units
		PN2222A	*MMBT2222A	**PZT2222A	
P_D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625 5.0	350 2.8	1,000 8.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	$^\circ\text{C/W}$

* Device mounted on FR-4 PCB 1.6" x 1.6" x 0.06".

** Device mounted on FR-4 PCB 36mm x 18mm x 1.5mm; mounting pad for the collector lead min. 6cm².

Spice Model

NPN ($I_S = 14.34f$ $X_{TI} = 3$ $E_g = 1.11$ $V_{AF} = 74.03$ $B_f = 255.9$ $N_e = 1.307$ $I_{SE} = 14.34$ $I_{KF} = .2847$ $X_{TB} = 1.5$ $B_r = 6.092$ $I_{SC} = 0$ $I_{KR} = 0$ $R_C = 1$ $C_{JC} = 7.306p$ $M_{JC} = .3416$ $V_{JC} = .75$ $F_C = .5$ $C_{JE} = 22.01p$ $M_{JE} = .377$ $V_{JE} = .75$ $T_R = 46.91n$ $T_F = 411.1p$ $I_{TF} = .6$ $V_{TF} = 1.7$ $X_{TF} = 3$ $R_B = 10$)

Typical Characteristics

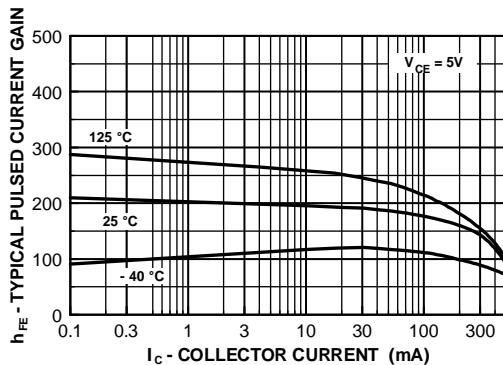


Figure 1. Typical Pulsed Current Gain
vs Collector Current

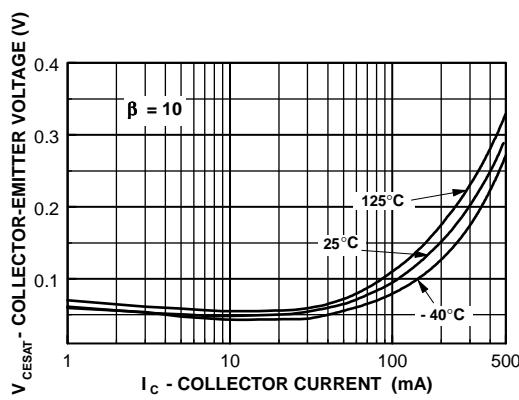


Figure 2. Collector-Emitter Saturation Voltage
vs Collector Current

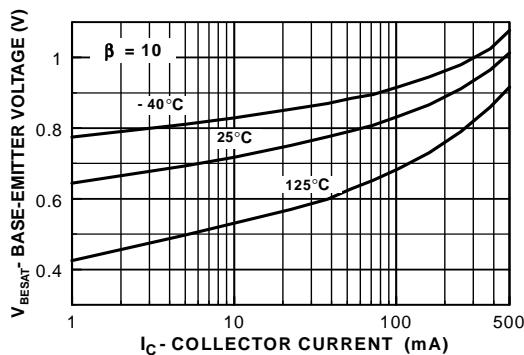


Figure 3. Base-Emitter Saturation Voltage
vs Collector Current

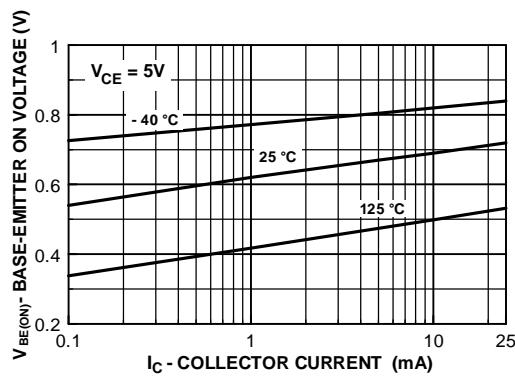


Figure 4. Base-Emitter On Voltage
vs Collector Current

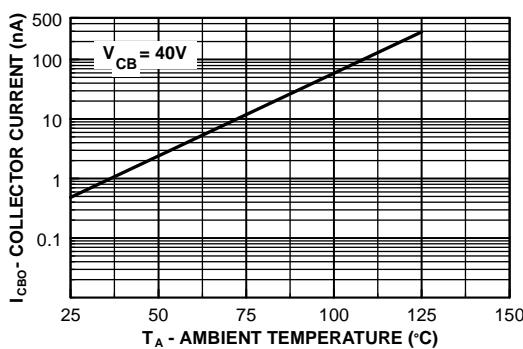


Figure 5. Collector Cutoff Current
vs Ambient Temperature

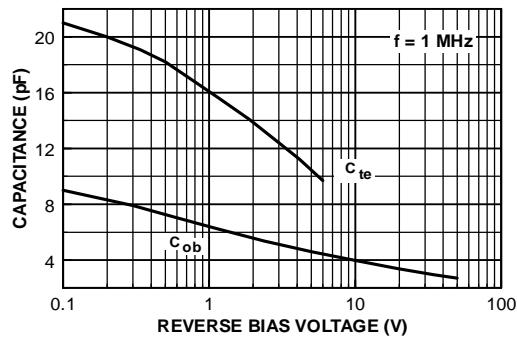


Figure 6. Emitter Transition and Output Capacitance
vs Reverse Bias Voltage

Typical Characteristics

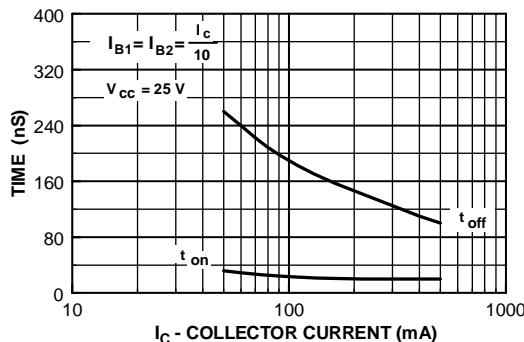


Figure 7. Turn On and Turn Off Times vs Collector Current

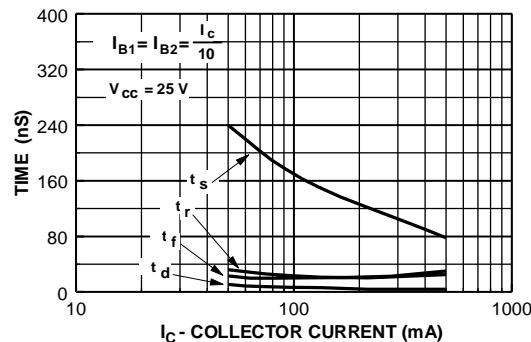


Figure 8. Switching Times vs Collector Current

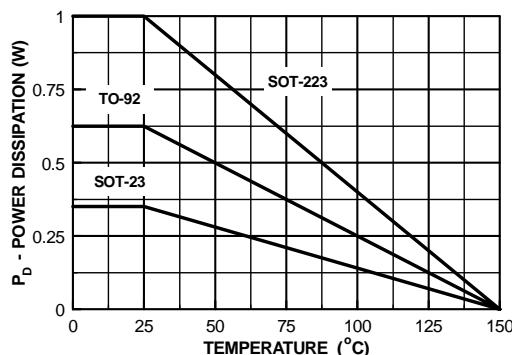


Figure 9. Power Dissipation vs Ambient Temperature

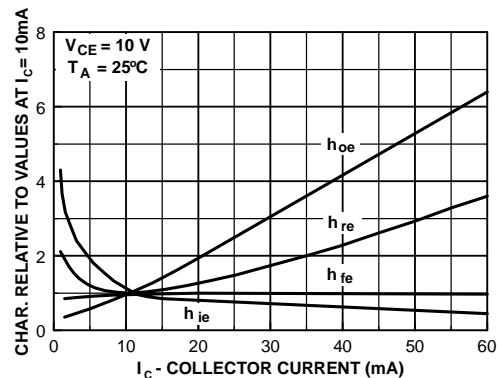


Figure 10. Common Emitter Characteristics

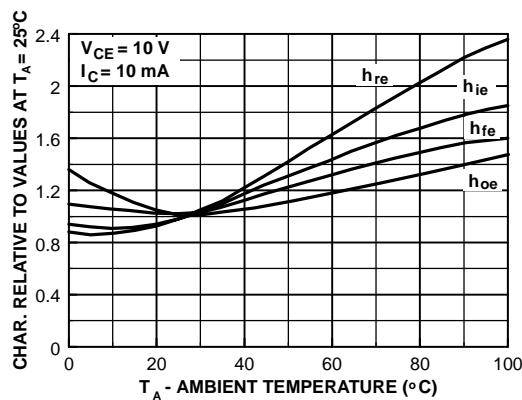


Figure 11. Common Emitter Characteristics

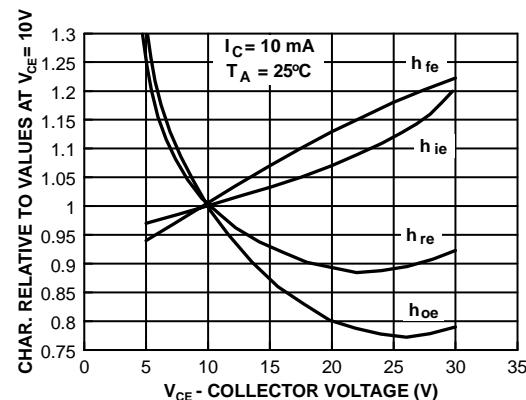
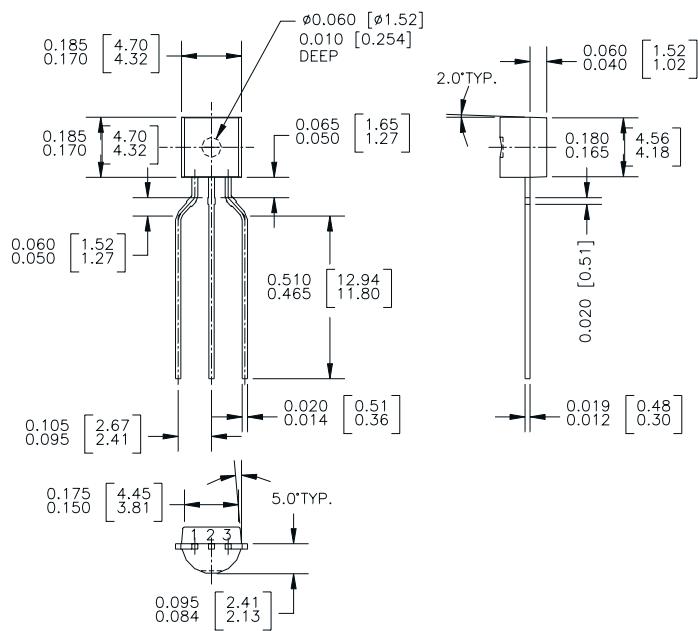


Figure 12. Common Emitter Characteristics

Package Dimensions

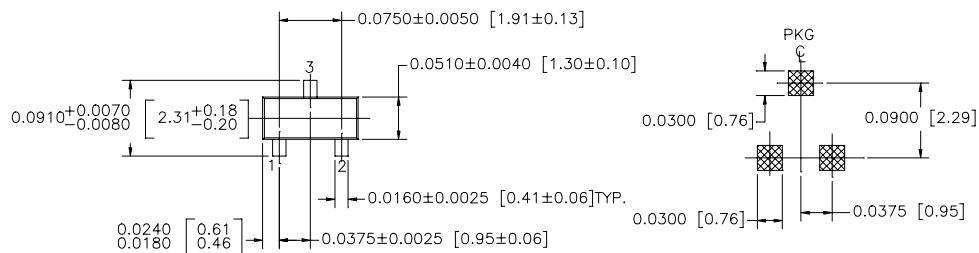
TO-92



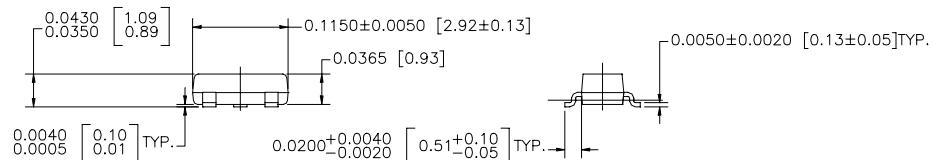
Dimensions in Millimeters

Package Dimensions (Continued)

SOT-23



LAND PATTERN RECOMMENDATION



CONTROLLING DIMENSION IS INCH
VALUES IN [] ARE MILLIMETERS

SOT 23, 3 LEADS LOW PROFILE

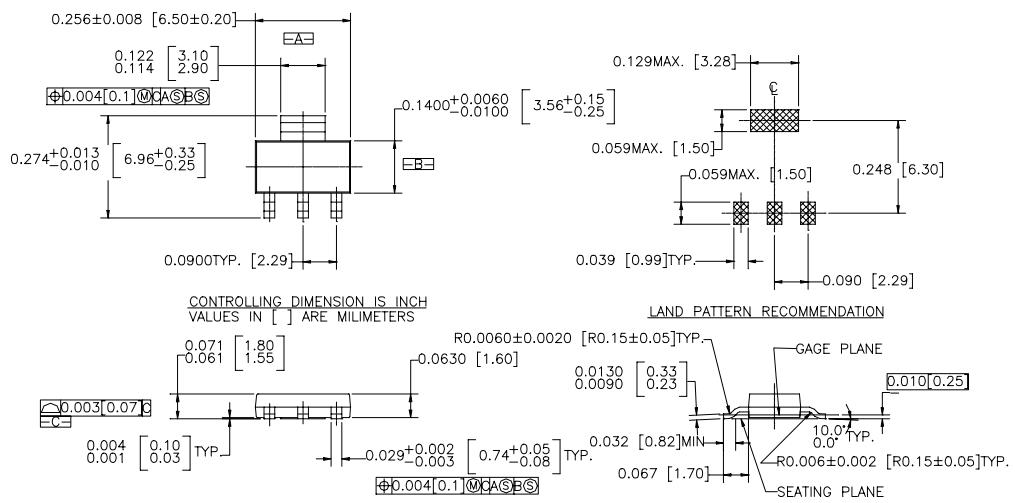
NOTE : UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

1. STANDARD LEAD FINISH 150 MICROINCHES / 3.81 MICROMETERS
MINIMUM TIN / LEAD (SOLDER) ON ALLOY 42
2. REFERENCE JEDEC REGISTRATION TO-236, VARIATION AB, ISSUE G, DATED JUL 1993

Dimensions in Millimeters

Package Dimensions (Continued)

SOT-223



NOTES : UNLESS OTHERWISE SPECIFIED
 1. STANDARD LEAD FINISH TO BE 150 MICROINCHES / 3.81 MICROMETERS
 MINIMUM TIN/LEAD (SOLDER) ON COPPER.
 2. REFERENCE JEDEC REGISTRATION TO-261, VARIATION AA, ISSUE A, DATED JAN 1990

SOT223, 4 LEADS

Dimensions in Millimeters

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE TM	FAST [®]	ISOPLANAR TM	Power247 TM	SuperFET TM
ActiveArray TM	FASTR TM	LittleFET [™]	PowerSaver [™]	SuperSOT TM -3
Bottomless [™]	FPS [™]	MICROCOUPLER [™]	PowerTrench [®]	SuperSOT TM -6
CoolFET [™]	FRFET [™]	MicroFET [™]	QFET [®]	SuperSOT TM -8
CROSSVOLT [™]	GlobalOptoisolator [™]	MicroPak [™]	QS [™]	SyncFET [™]
DOME [™]	GTO [™]	MICROWIRE [™]	QT Optoelectronics [™]	TinyLogic [®]
EcoSPARK [™]	HiSeC [™]	MSX [™]	Quiet Series [™]	TINYOPTO [™]
E ² CMOS [™]	I ² C [™]	MSXPro [™]	RapidConfigure [™]	TruTranslation [™]
EnSigna [™]	i-Lo [™]	OCX [™]	RapidConnect [™]	UHC [™]
FACT [™]	ImpliedDisconnect [™]	OCXPro [™]	μSerDes [™]	UltraFET [®]
FACT Quiet Series [™]		OPTOLOGIC [®]	SILENT SWITCHER [®]	VCX [™]
Across the board. Around the world. [™]		OPTOPLANAR [™]	SMART START [™]	
The Power Franchise [®]		PACMAN [™]	SPM [™]	
Programmable Active Droop [™]		POP [™]	Stealth [™]	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD 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.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD 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, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in 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.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

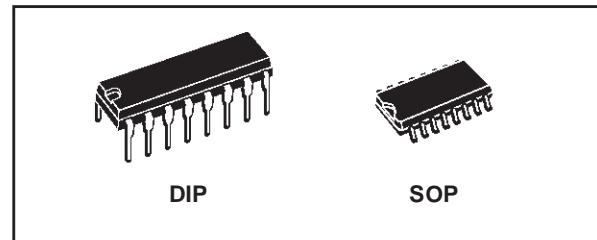


DUAL MONOSTABLE MULTIVIBRATOR

- RETRIGGERABLE/RESETTABLE CAPABILITY
- TRIGGER AND RESET PROPAGATION DELAYS INDEPENDENT OF R_X , C_X
- TRIGGERING FROM LEADING OR TRAILING EDGE
- Q AND \bar{Q} BUFFERED OUTPUT AVAILABLE
- SEPARATE RESETS
- WIDE RANGE OF OUTPUT PULSE WIDTHS
- QUIESCENT CURRENT SPECIFIED UP TO 20V
- 5V, 10V AND 15V PARAMETRIC RATINGS
- INPUT LEAKAGE CURRENT $I_I = 100\text{nA}$ (MAX) AT $V_{DD} = 18\text{V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$
- 100% TESTED FOR QUIESCENT CURRENT
- MEETS ALL REQUIREMENTS OF JEDEC JESD13B "STANDARD SPECIFICATIONS FOR DESCRIPTION OF B SERIES CMOS DEVICES"

DESCRIPTION

The HCF4098B is a monolithic integrated circuit fabricated in Metal Oxide Semiconductor technology available in DIP and SOP packages. The HCF4098B dual precision monostable multivibrator provides stable retriggerable/resettable one-shot operation for any fixed voltage timing application. An external resistor (R_X) and an external capacitor (C_X) control the timing for the circuit. Adjustment of R_X and C_X provides a

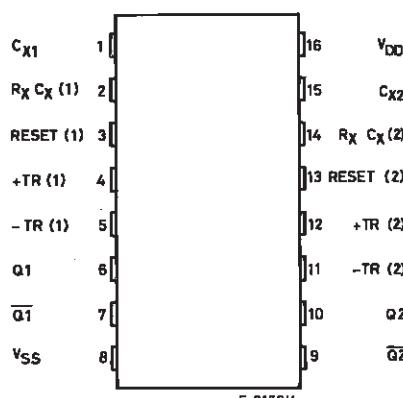


ORDER CODES

PACKAGE	TUBE	T & R
DIP	HCF4098BEY	
SOP	HCF4098BM1	HCF4098M013TR

wide range of output pulse widths from the Q and \bar{Q} terminals. The time delay from trigger input to output transition (trigger propagation delay) and the time delay from reset input to output transition (reset propagation delay) are independent of R_X and C_X . Leading edge triggering (+TR) and trailing edge triggering (-TR) inputs are provided for triggering from either edge of an input pulse. An unused +TR input should be tied to V_{SS} . An unused -TR input should be tied to V_{DD} . A RESET (on low level) is provided for immediate termination of the output pulse or to prevent output pulses when power is turned on.

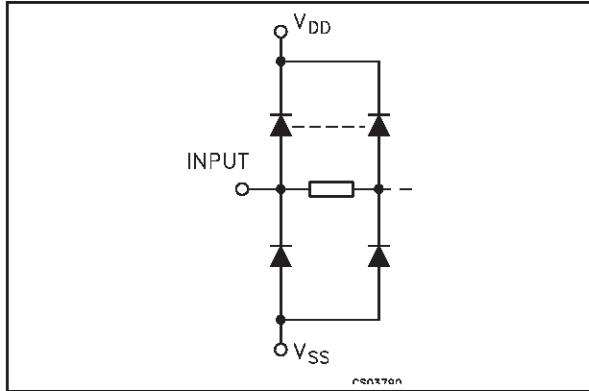
PIN CONNECTION



HCF4098B

An unused RESET input should be tied to V_{DD} . However, if an entire section of the HCF4098B is not used, its reset should be tied to V_{SS} (see table 1). In normal operation the circuit triggers (extends the output pulse one period) on the application of each new trigger pulse. For operation in the non-retiggerable mode, \bar{Q} is connected to $-TR$ when leading edge triggering (+TR) is used or Q is connected to +TR when trailing edge triggering (-TR) is used. The time period (T) for this

I INPUT EQUIVALENT CIRCUIT



multivibrator can be calculated by : $T = 1/2 R_X C_X$ for $C_X \geq 0.01\mu F$. The min. value of external resistance, R_X , is $5K\Omega$. The max. values of external capacitance, C_X , is $100 \mu F$. The output pulse width has variations of $\pm 2.5\%$ typically, over the temperature range of $-55^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$ for $C_X=1000pF$ and $R_X = 100K\Omega$. For power supply variation of $\pm 5\%$ typically , for $V_{DD} = 10V$ and $15V$ and $\pm 1\%$ typically for $V_{DD} = 5V$ at $C_X = 1000pF$ and $R_X = 5K\Omega$.

PIN DESCRIPTION

PIN No	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
4, 12	+TR	Leading Trigger Inputs
5, 11	-TR	Trailing Trigger Inputs
3, 13	RESET	Reset Inputs
1, 15	C_X1, C_X2	External Capacitors
2, 14	$R_X C_X1$ $R_X C_X2$	External resistors to Vdd
6, 7	$Q1, \bar{Q}1$	Outputs Mono 1
10, 9	$Q2, \bar{Q}2$	Outputs Mono 2
8	V_{SS}	Negative Supply Voltage
16	V_{DD}	Positive Supply Voltage

FUNCTIONAL DIAGRAM

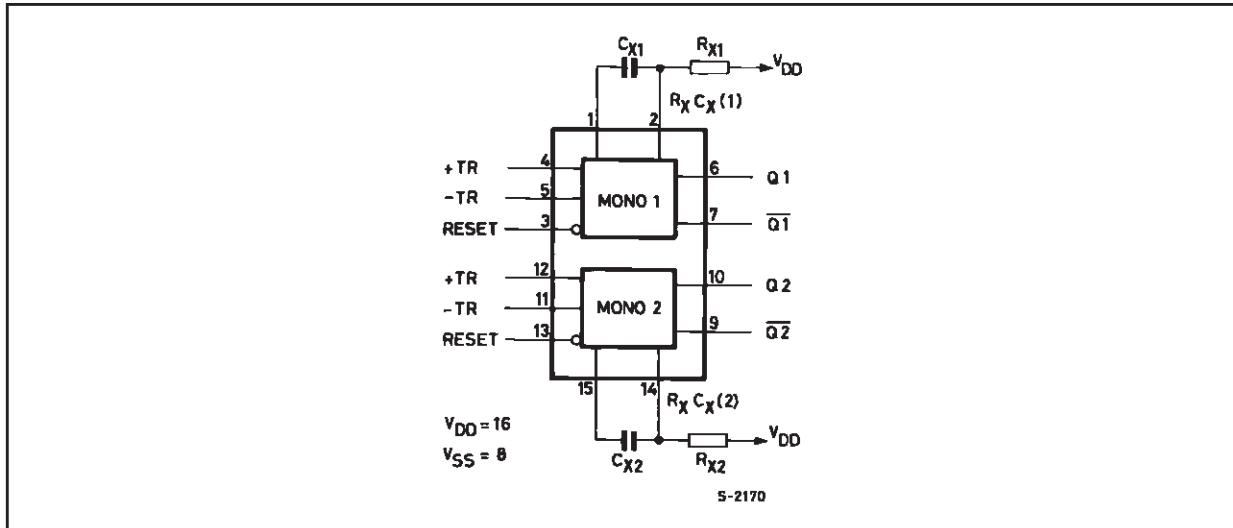


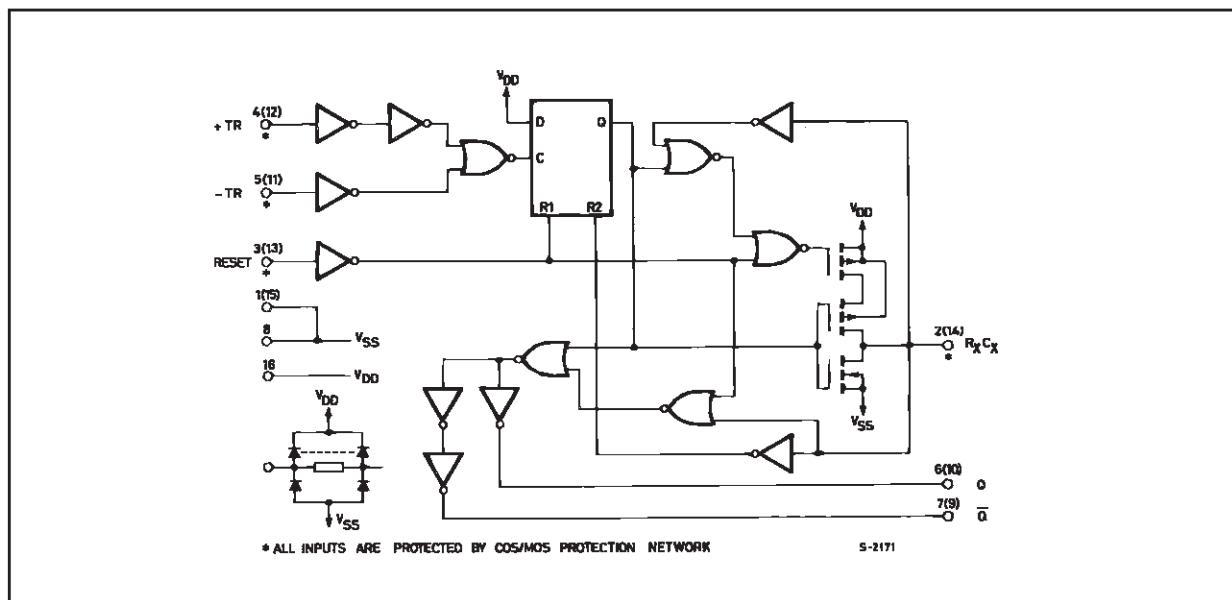
TABLE 1 : Functional Terminal Connections

FUNCTION	V _{DD} to Term. N°		V _{SS} to Term. N°		Input Pulse to Term. N°		Other Connections	
	Mono (1)	Mono (2)	Mono (1)	Mono (2)	Mono (1)	Mono (2)	Mono (1)	Mono (2)
Leading Edge Trigger/ Retriggerable	3, 5	11, 13			4	12		
Leading Edge Trigger/Non Retriggerable	3	13			4	12	5, 7	11, 9
Trailing Edge Trigger/ Retriggerable	3	13	4	12	5	11		
Trailing Edge Trigger/Non Retriggerable	3	13			5	11	4, 6	12, 10
Unused Section	5	11	3, 4	12, 13				

A Retriggerable one-shot multivibrator has an output pulse width which is extended on full time period (T) after application of the last trigger pulse.

A Non-Retriggerable one-shot multivibrator has a time period (T) referenced from the application of the first trigger pulse.

LOGIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	Supply Voltage	-0.5 to +22	V
V _I	DC Input Voltage	-0.5 to V _{DD} + 0.5	V
I _I	DC Input Current	± 10	mA
P _D	Power Dissipation per Package	200	mW
	Power Dissipation per Output Transistor	100	mW
T _{op}	Operating Temperature	-55 to +125	°C
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C

Absolute Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation under these conditions is not implied.

All voltage values are referred to V_{SS} pin voltage.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Value		Unit
V_{DD}	Supply Voltage	3 to 20		V
V_I	Input Voltage	0 to V_{DD}		V
T_{op}	Operating Temperature	-55 to 125		°C

DC SPECIFICATIONS

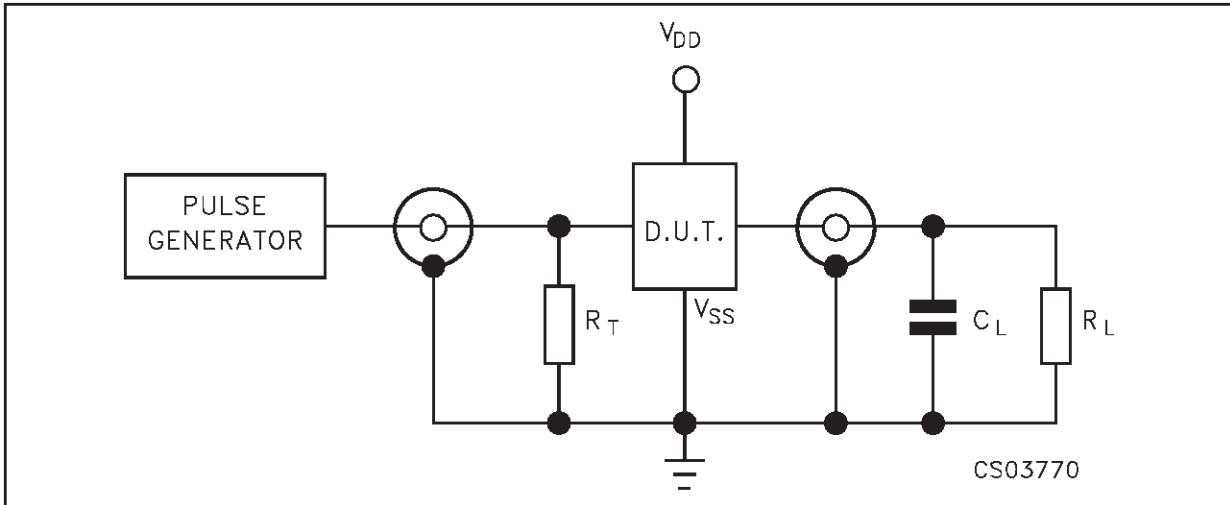
Symbol	Parameter	Test Condition				Value						Unit	
		V_I (V)	V_O (V)	$ I_{OL} $ (μ A)	V_{DD} (V)	$T_A = 25^\circ C$			$-40 \text{ to } 85^\circ C$		$-55 \text{ to } 125^\circ C$		
						Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	
I_L	Quiescent Current	0/5			5		0.02	1		30		30	μ A
		0/10			10		0.02	2		60		60	
		0/15			15		0.02	4		120		120	
		0/20			20		0.04	20		600		600	
V_{OH}	High Level Output Voltage	0/5		<1	5	4.95			4.95		4.95		V
		0/10		<1	10	9.95			9.95		9.95		
		0/15		<1	15	14.95			14.95		14.95		
V_{OL}	Low Level Output Voltage	5/0		<1	5		0.05			0.05		0.05	V
		10/0		<1	10		0.05			0.05		0.05	
		15/0		<1	15		0.05			0.05		0.05	
V_{IH}	High Level Input Voltage		0.5/4.5	<1	5	3.5			3.5		3.5		V
			1/9	<1	10	7			7		7		
			1.5/13.5	<1	15	11			11		11		
V_{IL}	Low Level Input Voltage		4.5/0.5	<1	5			1.5		1.5		1.5	V
			9/1	<1	10			3		3		3	
			13.5/1.5	<1	15			4		4		4	
I_{OH}	Output Drive Current	0/5	2.5	<1	5	-1.6	-3.2		-1.3		-1.3		mA
		0/5	4.6	<1	5	-0.51	-1		-0.42		-0.42		
		0/10	9.5	<1	10	-1.3	-2.6		-1.1		-1.1		
		0/15	13.5	<1	15	-3.4	-6.8		-2.8		-2.8		
I_{OL}	Output Sink Current	0/5	0.4	<1	5	-0.51	1		-0.42		-0.42		mA
		0/10	0.5	<1	10	-1.3	2.6		-1.1		-1.1		
		0/15	1.5	<1	15	-3.4	6.8		-2.8		-2.8		
I_I	Input Leakage Current	0/18	Any Input	18			$\pm 10^{-5}$	± 0.1		± 1		± 1	μ A
C_I	Input Capacitance		Any Input				5	7.5					pF

The Noise Margin for both "1" and "0" level is: 1V min. with $V_{DD}=5V$, 2V min. with $V_{DD}=10V$, 2.5V min. with $V_{DD}=15V$

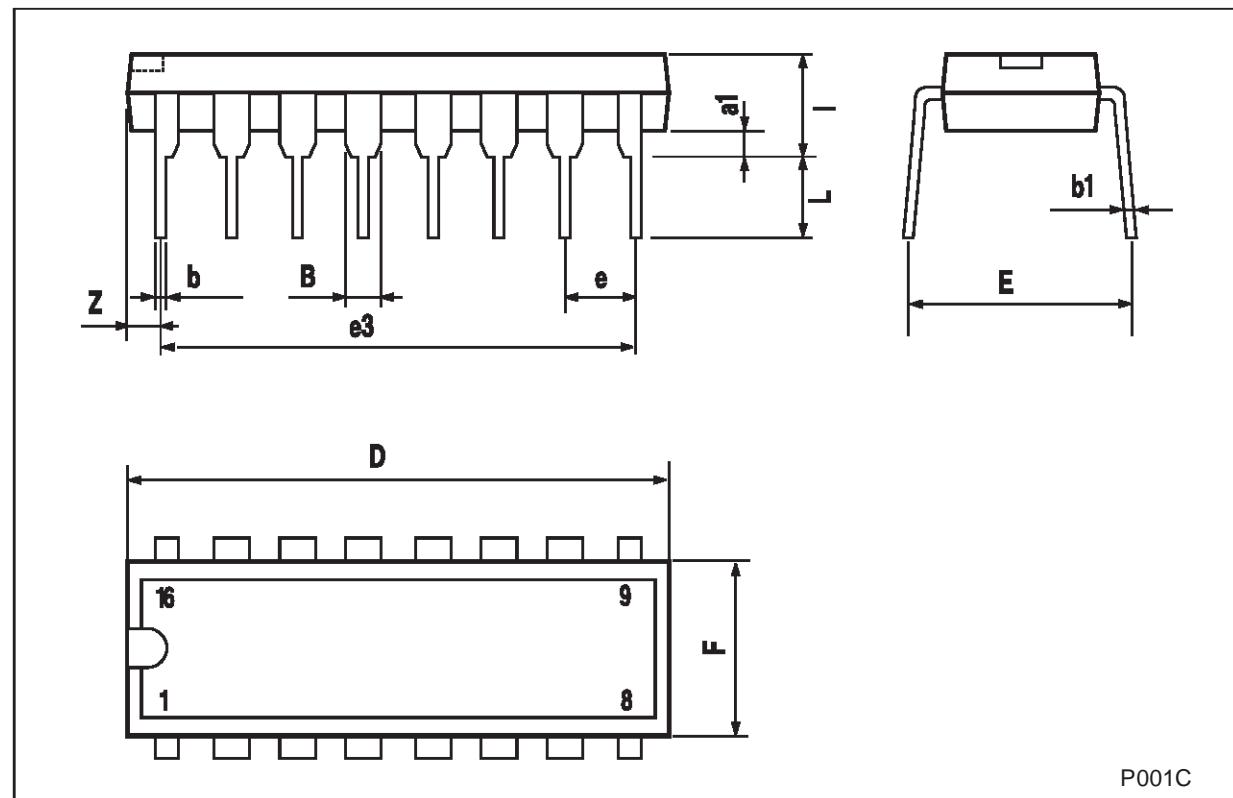
DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^\circ C$, $C_L = 50pF$, $R_L = 200K\Omega$, $t_r = t_f = 20 ns$)

Symbol	Parameter	Test Condition			Value (*)			Unit
		$R_X (K\Omega)$	$C_X (pF)$	$V_{DD} (V)$	Min.	Typ.	Max.	
t_{PLH} t_{PHL}	Propagation Delay Time +TR or -TR to Q or Q	5 to 10000	≥ 15	5		250	500	ns
				10		125	250	
				15		100	200	
t_{VH} t_{WL}	Trigger Pulse Width	5 to 10000	≥ 15	5	140	70		ns
				10	60	30		
				15	40	20		
t_{TLH}	Transition Time	5 to 10000	≥ 15	5		100	200	ns
				10		50	100	
				15		40	80	
t_{THL}	Transition Time	5 to 10000	15 to 10000	5		100	200	ns
				10		50	100	
				15		40	80	
		5 to 10000	0.01 μF to 0.1 μF	5		150	300	
				10		75	150	
				15		65	130	
		5 to 10000	0.1 μF to 1 μF	5		250	500	
				10		150	300	
				15		80	160	
t_{PLH} t_{PHL}	Propagation Delay Time (Reset)	5 to 10000	≥ 15	5		225	450	ns
				10		125	250	
				15		75	150	
t_{WR}	Pulse Width (reset)	100	15	5	200	100		ns
				10	80	40		
				15	60	30		
		1000	5	1200	600			μs
				10	600	300		
				15	500	250		
		0.1 μF	5	50	250			μs
				10	30	15		
				15	20	10		
t_r , t_f (TR)	Rise or Fall Time (trigger)		5 to 15				100	μs
	Pulse Width Match Between Circuits in Same Package	10	10000	5		5	10	%
				10		7.5	15	
				15		7.5	15	

(*) Typical temperature coefficient for all V_{DD} value is 0.3 %/ $^\circ C$.

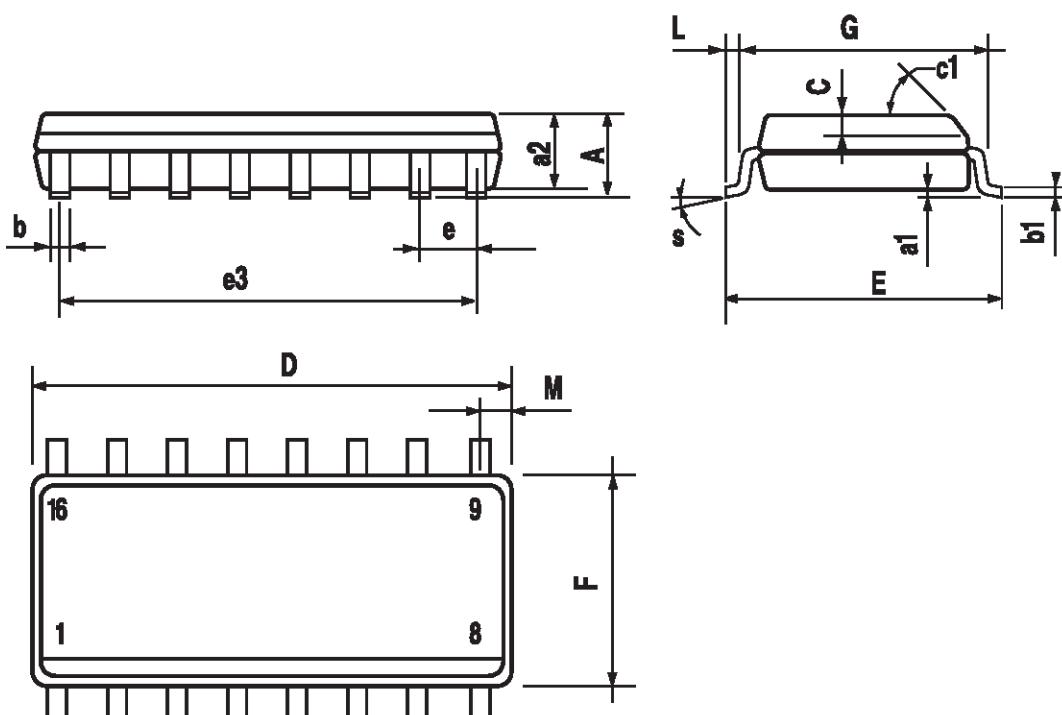
TEST CIRCUIT $C_L = 50\text{pF}$ or equivalent (includes jig and probe capacitance) $R_L = 200\text{K}\Omega$ $R_T = Z_{OUT}$ of pulse generator (typically 50Ω)

Plastic DIP-16 (0.25) MECHANICAL DATA						
DIM.	mm.			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.51			0.020		
B	0.77		1.65	0.030		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		17.78			0.700	
F			7.1			0.280
I			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z			1.27			0.050



SO-16 MECHANICAL DATA

DIM.	mm.			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.75			0.068
a1	0.1		0.2	0.003		0.007
a2			1.65			0.064
b	0.35		0.46	0.013		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.019	
c1		45° (typ.)				
D	9.8		10	0.385		0.393
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		8.89			0.350	
F	3.8		4.0	0.149		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.208
L	0.5		1.27	0.019		0.050
M			0.62			0.024
S		8° (max.)				



PO13H

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2001 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco
Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom

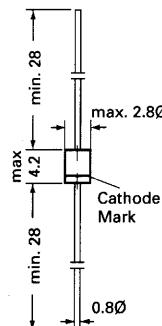
© <http://www.st.com>

1N 4728 ... 1N 4764

SILICON PLANAR POWER ZENER DIODES

Silicon Planar Power Zener Diodes

for use in stabilizing and clipping circuits with high power rating.
Standard Zenter voltage tolerance is $\pm 10\%$. Add Suffix "A" for
 $\pm 5\%$ tolerance. Other tolerances available upon request.



Glass case \approx JEDEC DO-41

Dimensions in mm

Absolute Maximum Ratings ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

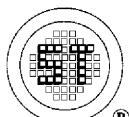
	Symbol	Value	Unit
Zener Current see Table "Characteristics"			
Power Dissipation at $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	1 ¹⁾	W
Junction Temperature	T_j	200	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_s	-65 to + 200	$^\circ\text{C}$

¹⁾ Valid provided that leads at a distance of 8 mm from case are kept at ambient temperature.

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

	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Thermal Resistance Junction to Ambient Air	R_{thA}	-	-	170 ¹⁾	K/W
Forward Voltage at $I_F = 200 \text{ mA}$	V_F	-	-	1.2	V

¹⁾ Valid provided that leads at a distance of 8 mm from case are kept at ambient temperature.



SEMTECH ELECTRONICS LTD.

(wholly owned subsidiary of **HONEY TECHNOLOGY LTD.**)



1N 4728 ... 1N 4764

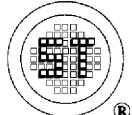
SILICON PLANAR POWER ZENER DIODES

Type	Zener Voltage range ³⁾		Maximum Zener Impedance ¹⁾			Reverse leakage current		Surge current at $T_A = 25^\circ C$ I_R mA	Maximum regulator current ²⁾ I_{ZR} mA
	Vznom	I_{ZT}	r_{ZT}	r_{ZK} at I_{ZK}	mA	I_R at V_R	μA	V	
1N4728	3.3	76	10	400	1.0	150	1	1375	275
1N4729	3.6	69	10	400	1.0	100	1	1260	252
1N4730	3.9	64	9	400	1.0	100	1	1190	234
1N4731	4.3	58	9	400	1.0	50	1	1070	217
1N4732	4.7	53	8	500	1.0	10	1	970	193
1N4733	5.1	49	7	550	1.0	10	1	890	178
1N4734	5.6	45	5	600	1.0	10	2	810	162
1N4735	6.2	41	2	700	1.0	10	3	730	146
1N4736	6.8	37	3.5	700	1.0	10	4	660	133
1N4737	7.5	34	4.0	700	0.5	10	5	605	121
1N4738	8.2	31	4.5	700	0.5	10	6	550	110
1N4739	9.1	28	5.0	700	0.5	10	7	500	100
1N4740	10	25	7	700	0.25	10	7.6	454	91
1N4741	11	23	8	700	0.25	5	8.4	414	83
1N4742	12	21	9	700	0.25	5	9.1	380	76
1N4743	13	19	10	700	0.25	5	9.9	344	69
1N4744	15	17	14	700	0.25	5	11.4	304	61
1N4745	16	15.5	16	700	0.25	5	12.2	285	57
1N4746	18	14	20	750	0.25	5	13.7	250	50
1N4747	20	12.5	22	750	0.25	5	15.2	225	45
1N4748	22	11.5	23	750	0.25	5	16.7	205	41
1N4749	24	10.5	25	750	0.25	5	18.2	190	38
1N4750	27	9.5	35	750	0.25	5	20.6	170	34
1N4751	30	8.5	40	1000	0.25	5	22.8	150	30
1N4752	33	7.5	45	1000	0.25	5	25.1	135	27
1N4753	36	7.0	50	1000	0.25	5	27.4	125	25
1N4754	39	6.5	60	1000	0.25	5	29.7	115	23
1N4755	43	6.0	70	1500	0.25	5	32.7	110	22
1N4756	47	5.5	80	1500	0.25	5	35.8	95	19
1N4757	51	5.0	95	1500	0.25	5	38.8	90	18
1N4758	56	4.5	110	2000	0.25	5	42.6	80	16
1N4759	62	4.0	125	2000	0.25	5	47.1	70	14
1N4760	68	3.7	150	2000	0.25	5	51.7	65	13
1N4761	75	3.3	175	2000	0.25	5	56.0	60	12
1N4762	82	3.0	200	3000	0.25	5	62.2	55	11
1N4763	91	2.8	250	3000	0.25	5	69.2	50	10
1N4764	100	2.5	350	3000	0.25	5	76.0	45	9

¹⁾ The Zener Impedance is derived from the 60 Hz AC voltage which results when an AC current having an RMS value equal to 10% of the Zener current (I_{ZT} or I_{ZK}) is superimposed on I_{ZT} or I_{ZK} . Zener Impedance is measured at two points to insure a sharp knee on the breakdown curve and to eliminate unstable units.

²⁾ Valid provided that leads at a distance of 8 mm from case are kept at ambient temperature.

³⁾ Measured under thermal equilibrium and DC test conditions.



SEMTECH ELECTRONICS LTD.

(wholly owned subsidiary of HONEY TECHNOLOGY LTD.)



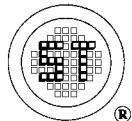
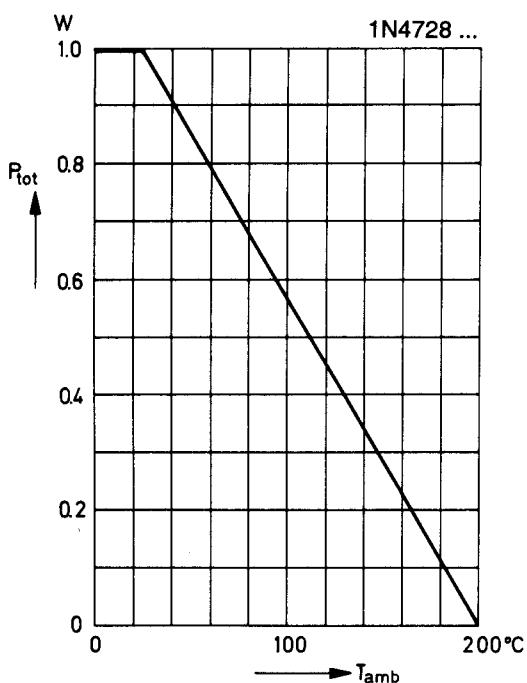
150-9002-014

1N 4728 ... 1N 4764

SILICON PLANAR POWER ZENER DIODES

Admissible power dissipation versus ambient temperature

Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 10 mm from case.



SEMTECH ELECTRONICS LTD.

(wholly owned subsidiary of **HONEY TECHNOLOGY LTD.**)





MOTOROLA

Order this document by MC7800/D

Three-Terminal Positive Voltage Regulators

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 A. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

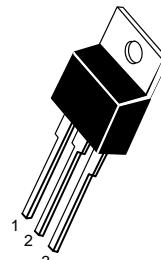
- Output Current in Excess of 1.0 A
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Offered in 2% and 4% Tolerance
- Available in Surface Mount D²PAK and Standard 3-Lead Transistor Packages
- Previous Commercial Temperature Range has been Extended to a Junction Temperature Range of -40°C to +125°C

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

THREE-TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

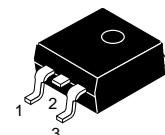
T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 221A

Heatsink surface
connected to Pin 2.



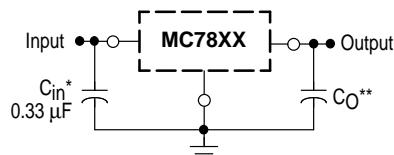
Pin 1. Input
2. Ground
3. Output

D2T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 936
(D²PAK)



Heatsink surface (shown as terminal 4 in
case outline drawing) is connected to Pin 2.

STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX, These two digits of the type number indicate nominal voltage.

* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_O is not needed for stability; however, it does improve transient response. Values of less than 0.1 μ F could cause instability.

ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage Tolerance	Operating Temperature Range	Package
MC78XXACT			Insertion Mount
LM340AT-XX			Surface Mount
MC78XXACD2T			Insertion Mount
MC78XXCT			Surface Mount
LM340T-XX			Insertion Mount
MC78XXCD2T			Surface Mount

XX indicates nominal voltage.

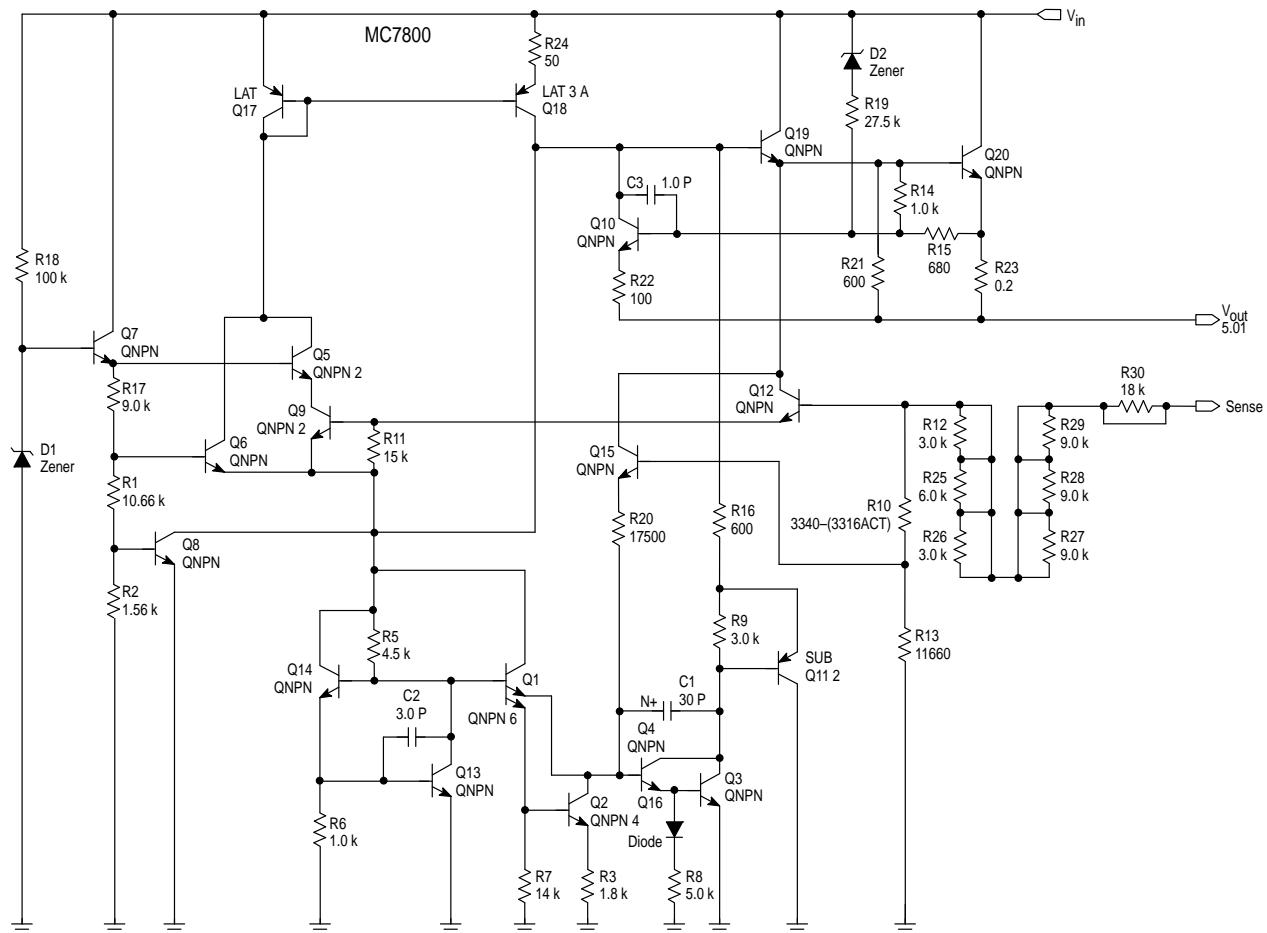
MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (5.0 – 18 V) (24 V)	V_I	35 40	Vdc
Power Dissipation Case 221A $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case	P_D $R_{\theta JA}$ $R_{\theta JC}$	Internally Limited 65 5.0	W $^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$
Case 936 (D ² PAK) $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case	P_D $R_{\theta JA}$ $R_{\theta JA}$	Internally Limited See Figure 13 5.0	W $^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$
Storage Junction Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^\circ\text{C}$

NOTE: ESD data available upon request.

Representative Schematic Diagram



This device contains 22 active transistors.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 10$ V, $I_O = 500$ mA, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7805C/LM340T-5			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	4.8	5.0	5.2	Vdc
Output Voltage (5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0$ A, $P_D \leq 15$ W) 7.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 20$ Vdc 8.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 20$ Vdc	V_O	4.75 —	5.0 —	5.25 —	Vdc
Line Regulation (Note 2) 7.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 20$ Vdc, 1.0 A 8.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 12$ Vdc	Regline	— —	0.5 0.8	20 10	mV
Load Regulation (Note 2) 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0$ A 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5$ A ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	Regload	— —	1.3 1.3	25 25	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.2	6.5	mA
Quiescent Current Change 7.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 25$ Vdc 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0$ A ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	ΔI_B	— —	0.3 0.08	1.0 0.8	mA
Ripple Rejection 8.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 18$ Vdc, $f = 120$ Hz	RR	62	83	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0$ A, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) 10 Hz $\leq f \leq 100$ kHz	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{O}$
Output Resistance $f = 1.0$ kHz	r_O	—	0.9	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35$ Vdc	I_{SC}	—	0.6	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-0.3	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 10$ V, $I_O = 1.0$ A, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7805AC/LM340AT-5			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	4.9	5.0	5.1	Vdc
Output Voltage (5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0$ A, $P_D \leq 15$ W) 7.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 20$ Vdc	V_O	4.8	5.0	5.2	Vdc
Line Regulation (Note 2) 7.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 25$ Vdc, $I_O = 500$ mA 8.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 12$ Vdc, $I_O = 1.0$ A 8.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 12$ Vdc, $I_O = 1.0$ A, $T_J = 25^\circ\text{C}$ 7.3 Vdc $\leq V_{in} \leq 20$ Vdc, $I_O = 1.0$ A, $T_J = 25^\circ\text{C}$	Regline	— — — —	0.5 0.8 1.3 4.5	10 12 4.0 10	mV
Load Regulation (Note 2) 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5$ A, $T_J = 25^\circ\text{C}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0$ A 250 mA $\leq I_O \leq 750$ mA	Regload	— — —	1.3 0.8 0.53	25 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.2	6.0	mA
Quiescent Current Change 8.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 25$ Vdc, $I_O = 500$ mA 7.5 Vdc $\leq V_{in} \leq 20$ Vdc, $T_J = 25^\circ\text{C}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0$ A	ΔI_B	— — —	0.3 — 0.08	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection 8.0 Vdc $\leq V_{in} \leq 18$ Vdc, $f = 120$ Hz, $I_O = 500$ mA	RR	68	83	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0$ A, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($V_{in} = 10\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7805AC/LM340AT-5			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance ($f = 1.0\text{ kHz}$)	r_O	—	0.9	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-0.3	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 11\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7806C			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	5.75	6.0	6.25	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21\text{ Vdc}$ $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21\text{ Vdc}$	V_O	5.7 —	6.0 —	6.3 —	Vdc
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 13\text{ Vdc}$	$Regline$	— —	0.5 0.8	24 12	mV
Load Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	$Regload$	—	1.3	30	mV
Quiescent Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_B	—	3.3	8.0	mA
Quiescent Current Change $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	— —	0.3 0.08	1.3 0.5	mA
Ripple Rejection $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 19\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	58	65	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	—	0.9	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-0.3	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 11\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7806AC			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	5.88	6.0	6.12	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $8.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21\text{ Vdc}$	V_O	5.76	6.0	6.24	Vdc
Line Regulation (Note 2) $8.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 13\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$	Regline	— —	5.0 1.4	12 15	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	— — —	1.3 0.9 0.2	25 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.3	6.0	mA
Quiescent Current Change $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	— — —	— — —	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 19\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	RR	58	65	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}$
Output Resistance ($f = 1.0\text{ kHz}$)	r_O	—	0.9	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-0.3	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7808C			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	7.7	8.0	8.3	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $10.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$	V_O	7.6	8.0	8.4	Vdc
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 2) $10.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $11\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 17\text{ Vdc}$	Regline	— —	6.0 1.7	32 16	mV
Load Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	Regload	—	1.4	35	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.3	8.0	mA
Quiescent Current Change $10.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	— —	— —	1.0 0.5	mA
Ripple Rejection $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 18\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	56	62	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}$

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7808C			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	—	0.9	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-0.4	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7808AC			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	7.84	8.0	8.16	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $10.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$	V_O	7.7	8.0	8.3	Vdc
Line Regulation (Note 2) $10.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $11\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 17\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$ $10.4\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	R_{line}	— — —	6.0 1.7 5.0	15 18 15	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	R_{load}	— — —	1.4 1.0 0.22	25 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.3	6.0	mA
Quiescent Current Change $11\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $10.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	— — —	— — —	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	RR	56	62	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	—	0.9	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-0.4	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 15 \text{ V}$, $I_O = 500 \text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7809CT			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	8.65	9.0	9.35	Vdc
Output Voltage ($5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}$, $P_D \leq 15 \text{ W}$) $11.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 24 \text{ Vdc}$	V_O	8.55	9.0	9.45	Vdc
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $11 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 26 \text{ Vdc}$ $11.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 17 \text{ Vdc}$	Regline	—	6.2 1.8	32 16	mV
Load Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}$	Regload	—	1.5	35	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.4	8.0	mA
Quiescent Current Change $11.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 26 \text{ Vdc}$ $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}$	ΔI_B	— —	—	1.0 0.5	mA
Ripple Rejection $11.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21.5 \text{ Vdc}$, $f = 120 \text{ Hz}$	RR	56	61	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0 \text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}$
Output Resistance $f = 1.0 \text{ kHz}$	r_O	—	1.0	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35 \text{ Vdc}$	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-0.5	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 19 \text{ V}$, $I_O = 500 \text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7812C/LM340T-12			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	11.5	12	12.5	Vdc
Output Voltage ($5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}$, $P_D \leq 15 \text{ W}$) $14.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 27 \text{ Vdc}$	V_O	11.4	12	12.6	Vdc
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $14.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}$ $16 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 22 \text{ Vdc}$ $14.8 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 27 \text{ Vdc}$, $I_O = 1.0 \text{ A}$	Regline	— — —	3.8 0.3 —	24 24 48	mV
Load Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}$	Regload	—	8.1	60	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.4	6.5	mA
Quiescent Current Change $14.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}$, $I_O = 1.0 \text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $15 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}$ $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}$	ΔI_B	— — —	—	0.7 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $15 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25 \text{ Vdc}$, $f = 120 \text{ Hz}$	RR	55	60	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0 \text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($V_{in} = 19$ V, $I_O = 500$ mA, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7812C/LM340T-12			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance $f = 1.0$ kHz	r_O	—	1.1	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35$ Vdc	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-0.8	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 19$ V, $I_O = 1.0$ A, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7812AC/LM340AT-12			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	11.75	12	12.25	Vdc
Output Voltage ($5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}, P_D \leq 15 \text{ W}$) $14.8 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 27 \text{ Vdc}$	V_O	11.5	12	12.5	Vdc
Line Regulation (Note 2) $14.8 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}, I_O = 500 \text{ mA}$ $16 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 22 \text{ Vdc}, I_O = 1.0 \text{ A}$ $14.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 27 \text{ Vdc}, T_J = 25^\circ\text{C}$	Reg_{line}	— — —	3.8 2.2 6.0	18 20 120	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}$	Reg_{load}	— —	—	25 25	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.4	6.0	mA
Quiescent Current Change $15 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}, I_O = 500 \text{ mA}$ $14.8 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 27 \text{ Vdc}, T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$	ΔI_B	— — —	— — —	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $15 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25 \text{ Vdc}, f = 120 \text{ Hz}, I_O = 500 \text{ mA}$	RR	55	60	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance ($f = 1.0$ kHz)	r_O	—	1.1	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35$ Vdc	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-0.8	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 23$ V, $I_O = 500$ mA, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7815C/LM340T-15			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	14.4	15	15.6	Vdc
Output Voltage ($5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}, P_D \leq 15 \text{ W}$ $17.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}$)	V_O	14.25	15	15.75	Vdc
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $17.9 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}$ $20 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 26 \text{ Vdc}$	Regline	—	8.5 3.0	30 28	mV
Load Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}$	Regload	—	1.8	55	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.5	6.5	mA
Quiescent Current Change $17.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}$ $17.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}, I_O = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}$	ΔI_B	— — —	— — —	0.8 0.7 0.5	mA
Ripple Rejection $18.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 28.5 \text{ Vdc}, f = 120 \text{ Hz}$	RR	54	58	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance $f = 1.0 \text{ kHz}$	r_O	—	1.2	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35 \text{ Vdc}$	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-1.0	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 23$ V, $I_O = 1.0$ A, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7815AC/LM340AT-15			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	14.7	15	15.3	Vdc
Output Voltage ($5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}, P_D \leq 15 \text{ W}$ $17.9 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}$)	V_O	14.4	15	15.6	Vdc
Line Regulation (Note 2) $17.9 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}, I_O = 500 \text{ mA}$ $20 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 26 \text{ Vdc}$ $17.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}, I_O = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$	Regline	— — —	8.5 3.0 7.0	20 22 20	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}$ $250 \text{ mA} \leq I_O \leq 750 \text{ mA}$	Regload	— — —	1.8 1.5 1.2	25 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.5	6.0	mA
Quiescent Current Change $17.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}, I_O = 500 \text{ mA}$ $17.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}, I_O = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}$	ΔI_B	— — —	— — —	0.8 0.8 0.5	mA

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($V_{in} = 23\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7815AC/LM340AT-15			Unit
		Min	Typ	Max	
Ripple Rejection $18.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 28.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	RR	60	80	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	—	1.2	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-1.0	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 27\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7818C			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	17.3	18	18.7	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $21\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$	V_O	17.1	18	18.9	Vdc
Line Regulation, (Note 2) $21\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$ $24\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$	Regline	—	9.5 3.2	50 25	mV
Load Regulation, (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	Regload	—	2.0	55	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.5	6.5	mA
Quiescent Current Change $21\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	— —	— —	1.0 0.5	mA
Ripple Rejection $22\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	53	57	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_{il} - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	—	1.3	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-1.5	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, $C = T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 27$ V, $I_O = 1.0$ A, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7818AC			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	17.64	18	18.36	Vdc
Output Voltage ($5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}, P_D \leq 15 \text{ W}$) $21 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33 \text{ Vdc}$	V_O	17.3	18	18.7	Vdc
Line Regulation (Note 2) $21 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33 \text{ Vdc}, I_O = 500 \text{ mA}$ $24 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}, I_O = 1.0 \text{ A}$ $24 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}, I_O = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ $20.6 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33 \text{ Vdc}, I_O = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$	Regline	—	9.5 3.2 3.2 8.0	22 25 10.5 22	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}$ $250 \text{ mA} \leq I_O \leq 750 \text{ mA}$	Regload	—	2.0 1.8 1.5	25 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.5	6.0	mA
Quiescent Current Change $21 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33 \text{ Vdc}, I_O = 500 \text{ mA}$ $21.5 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30 \text{ Vdc}, T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}$	ΔI_B	— — —	— — —	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $22 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 32 \text{ Vdc}, f = 120 \text{ Hz}, I_O = 500 \text{ mA}$	RR	53	57	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance $f = 1.0 \text{ kHz}$	r_O	—	1.3	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35 \text{ Vdc}$	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-1.5	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 33$ V, $I_O = 500$ mA, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7824C			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	23	24	25	Vdc
Output Voltage ($5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}, P_D \leq 15 \text{ W}$) $27 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38 \text{ Vdc}$	V_O	22.8	24	25.2	Vdc
Line Regulation, (Note 2) $27 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38 \text{ Vdc}$ $30 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 36 \text{ Vdc}$	Regline	— —	2.7 2.7	60 48	mV
Load Regulation, (Note 2) $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}$	Regload	—	4.4	65	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.6	6.5	mA
Quiescent Current Change $27 \text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38 \text{ Vdc}$ $5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.0 \text{ A}$	ΔI_B	— —	— —	1.0 0.5	mA

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($V_{in} = 33$ V, $I_O = 500$ mA, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7824C			Unit
		Min	Typ	Max	
Ripple Rejection 28 Vdc $\leq V_{in} \leq$ 38 Vdc, f = 120 Hz	RR	50	54	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0$ A, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) 10 Hz $\leq f \leq$ 100 kHz	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance f = 1.0 kHz	r_O	—	1.4	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35$ Vdc	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-2.0	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 33$ V, $I_O = 1.0$ A, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7824AC			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	23.5	24	24.5	Vdc
Output Voltage (5.0 mA $\leq I_O \leq$ 1.0 A, $P_D \leq$ 15 W) 27.3 Vdc $\leq V_{in} \leq$ 38 Vdc	V_O	23.2	24	25.8	Vdc
Line Regulation (Note 2) 27 Vdc $\leq V_{in} \leq$ 38 Vdc, $I_O = 500$ mA 30 Vdc $\leq V_{in} \leq$ 36 Vdc, $I_O = 1.0$ A 30 Vdc $\leq V_{in} \leq$ 36 Vdc, $T_J = 25^\circ\text{C}$ 26.7 Vdc $\leq V_{in} \leq$ 38 Vdc, $I_O = 1.0$ A, $T_J = 25^\circ\text{C}$	Regline	— — — —	11.5 3.8 3.8 10	25 28 12 25	mV
Load Regulation (Note 2) 5.0 mA $\leq I_O \leq$ 1.5 A, $T_J = 25^\circ\text{C}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq$ 1.0 A 250 mA $\leq I_O \leq$ 750 mA	Regload	— — —	2.1 2.0 1.8	15 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	—	3.6	6.0	mA
Quiescent Current Change 27.3 Vdc $\leq V_{in} \leq$ 38 Vdc, $I_O = 500$ mA 27 Vdc $\leq V_{in} \leq$ 38 Vdc, $T_J = 25^\circ\text{C}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq$ 1.0 A	ΔI_B	— — —	— — —	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection 28 Vdc $\leq V_{in} \leq$ 38 Vdc, f = 120 Hz, $I_O = 500$ mA	RR	45	54	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0$ A, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) 10 Hz $\leq f \leq$ 100 kHz	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance (f = 1.0 kHz)	r_O	—	1.4	—	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35$ Vdc	I_{SC}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	—	-2.0	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

Figure 1. Peak Output Current as a Function of Input/Output Differential Voltage (MC78XXC, AC)

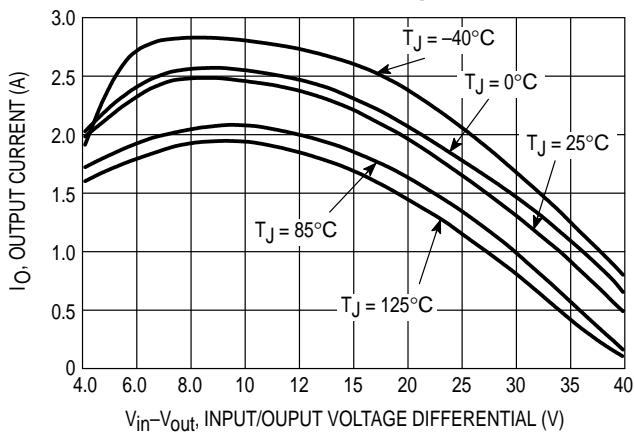


Figure 2. Ripple Rejection as a Function of Output Voltages (MC78XXC, AC)

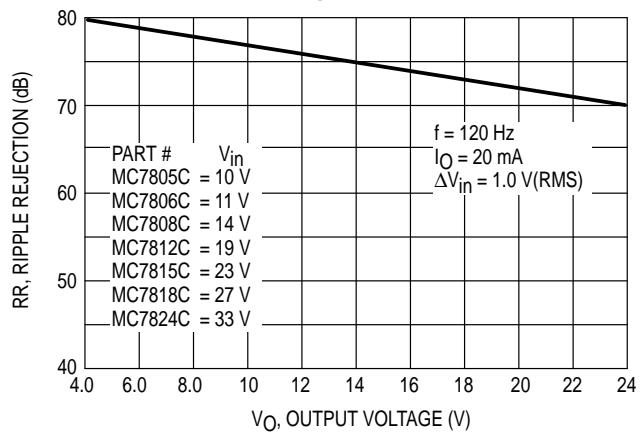


Figure 3. Ripple Rejection as a Function of Frequency (MC78XXC, AC)

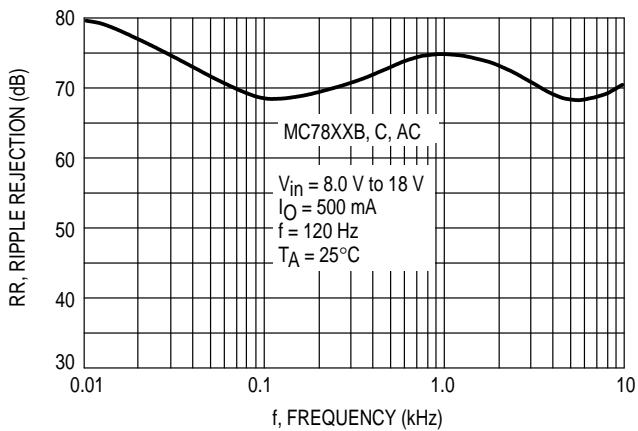


Figure 4. Output Voltage as a Function of Junction Temperature (MC7805C, AC)

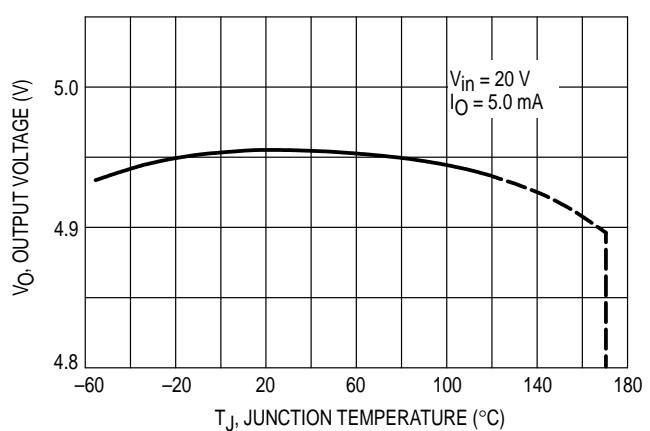


Figure 5. Output Impedance as a Function of Output Voltage (MC78XXC, AC)

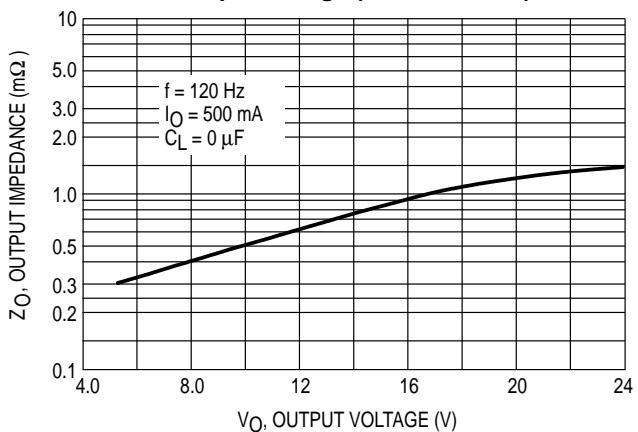
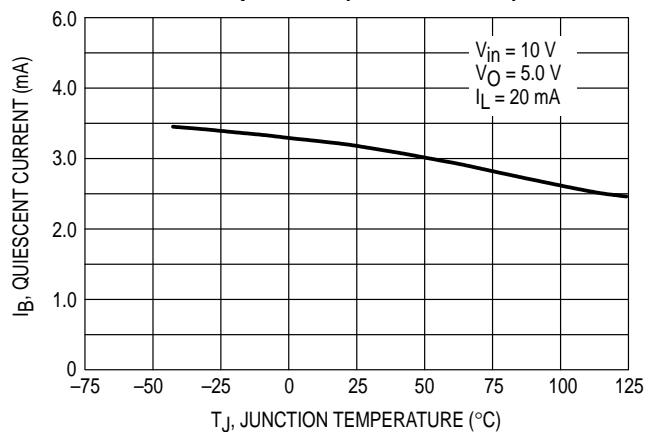


Figure 6. Quiescent Current as a Function of Temperature (MC78XXC, AC)



MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

APPLICATIONS INFORMATION

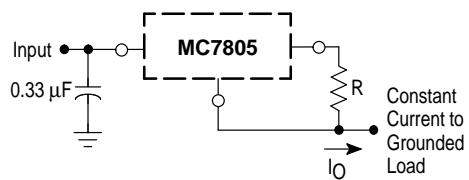
Design Considerations

The MC7800 Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal Overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition, Internal Short Circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass, and Output Transistor Safe-Area Compensation that reduces the output short circuit current as the voltage across the pass transistor is increased.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is connected to the power supply filter with long

wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be selected to provide good high-frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A 0.33 μF or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead.

Figure 7. Current Regulator



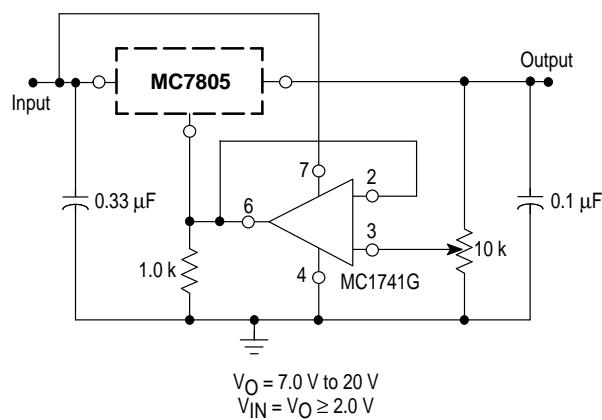
The MC7800 regulators can also be used as a current source when connected as above. In order to minimize dissipation the MC7805C is chosen in this application. Resistor R determines the current as follows:

$$I_O = \frac{5.0 \text{ V}}{R} + I_B$$

$I_B \approx 3.2 \text{ mA}$ over line and load changes.

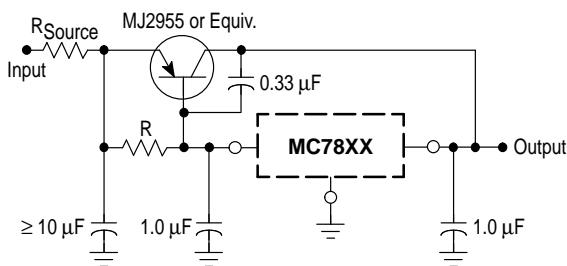
For example, a 1.0 A current source would require R to be a 5.0Ω , 10 W resistor and the output voltage compliance would be the input voltage less 7.0 V.

Figure 8. Adjustable Output Regulator



The addition of an operational amplifier allows adjustment to higher or intermediate values while retaining regulation characteristics. The minimum voltage obtainable with this arrangement is 2.0 V greater than the regulator voltage.

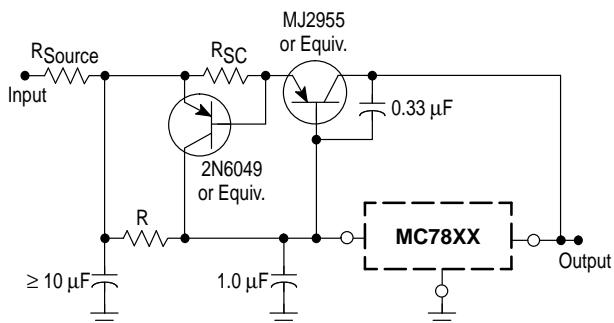
Figure 9. Current Boost Regulator



$XX = 2$ digits of type number indicating voltage.

The MC7800 series can be current boosted with a PNP transistor. The MJ2955 provides current to 5.0 A. Resistor R in conjunction with the V_{BE} of the PNP determines when the pass transistor begins conducting; this circuit is not short circuit proof. Input/output differential voltage minimum is increased by V_{BE} of the pass transistor.

Figure 10. Short Circuit Protection



$XX = 2$ digits of type number indicating voltage.

The circuit of Figure 9 can be modified to provide supply protection against short circuits by adding a short circuit sense resistor, R_{SC} , and an additional PNP transistor. The current sensing PNP must be able to handle the short circuit current of the three-terminal regulator. Therefore, a four-ampere plastic power transistor is specified.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

Figure 11. Worst Case Power Dissipation versus Ambient Temperature (Case 221A)

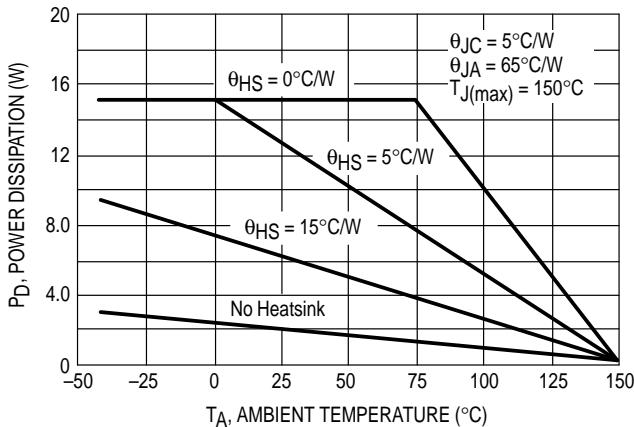


Figure 12. Input Output Differential as a Function of Junction Temperature (MC78XXC, AC)

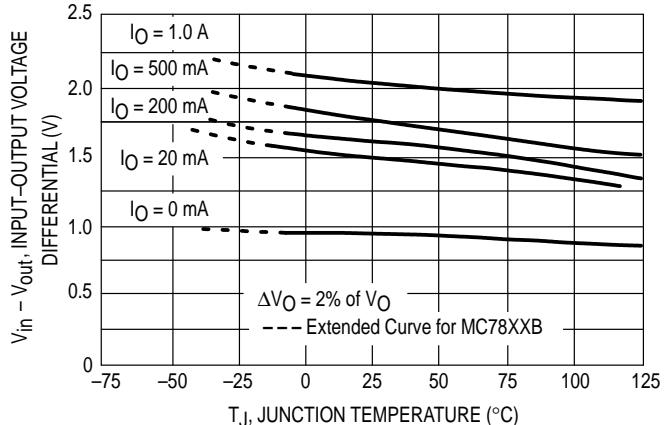
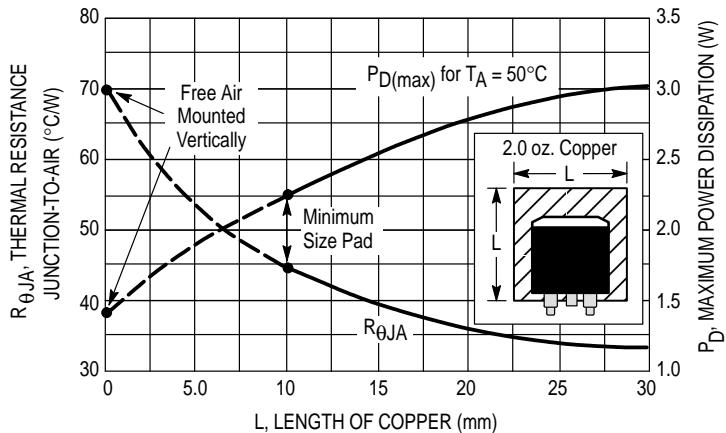


Figure 13. D²PAK Thermal Resistance and Maximum Power Dissipation versus P.C.B. Copper Length



DEFINITIONS

Line Regulation – The change in output voltage for a change in the input voltage. The measurement is made under conditions of low dissipation or by using pulse techniques such that the average chip temperature is not significantly affected.

Load Regulation – The change in output voltage for a change in load current at constant chip temperature.

Maximum Power Dissipation – The maximum total device dissipation for which the regulator will operate within specifications.

Quiescent Current – That part of the input current that is not delivered to the load.

Output Noise Voltage – The rms ac voltage at the output, with constant load and no input ripple, measured over a specified frequency range.

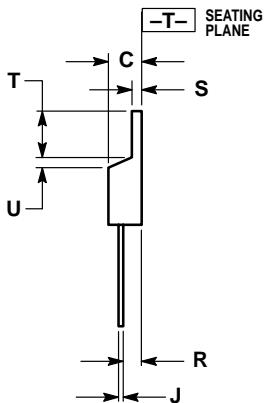
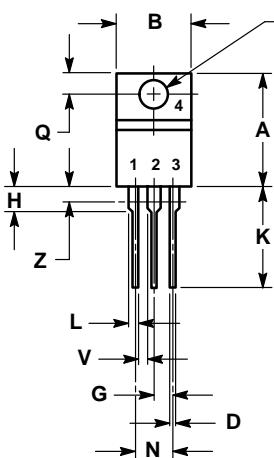
Long Term Stability – Output voltage stability under accelerated life test conditions with the maximum rated voltage listed in the devices' electrical characteristics and maximum power dissipation.

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.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

OUTLINE DIMENSIONS

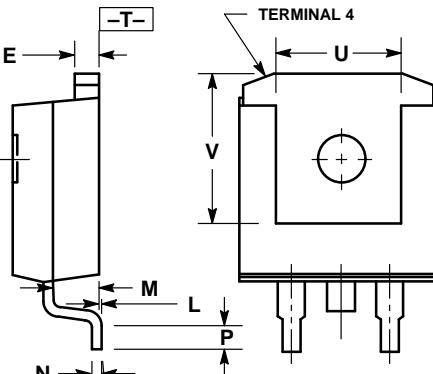
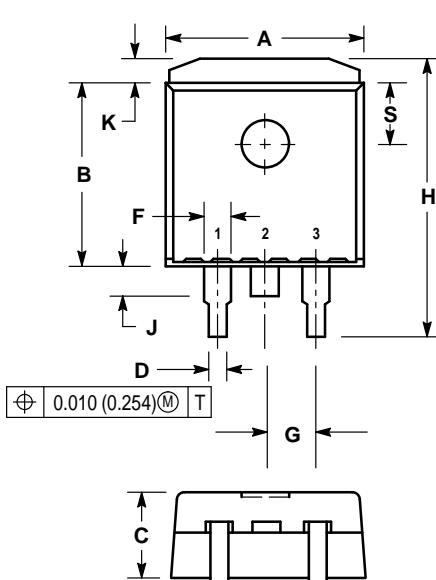
T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 221A-06
ISSUE Y



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIM Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	—	1.15	—
Z	—	0.080	—	2.04

D2T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 936-03
(D²PAK)
ISSUE B



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. TAB CONTOUR OPTIONAL WITHIN DIMENSIONS A AND K.
4. DIMENSIONS U AND V ESTABLISH A MINIMUM MOUNTING SURFACE FOR TERMINAL 4.
5. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR GATE PROTRUSIONS. MOLD FLASH AND GATE PROTRUSIONS NOT TO EXCEED 0.025 (0.635) MAXIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.386	0.403	9.804	10.236
B	0.356	0.368	9.042	9.347
C	0.170	0.180	4.318	4.572
D	0.026	0.036	0.660	0.914
E	0.045	0.055	1.143	1.397
F	0.051	REF	1.295	REF
G	0.100	BSC	2.540	BSC
H	0.539	0.579	13.691	14.707
J	0.125	MAX	3.175	MAX
K	0.050	REF	1.270	REF
L	0.000	0.010	0.000	0.254
M	0.088	0.102	2.235	2.591
N	0.018	0.026	0.457	0.660
P	0.058	0.078	1.473	1.981
R	5°	REF	5°	REF
S	0.116	REF	2.946	REF
U	0.200	MIN	5.080	MIN
V	0.250	MIN	6.350	MIN

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1,
Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 1-602-244-6609
Motorola Fax Back System
– US & Canada ONLY 1-800-774-1848
– <http://sps.motorola.com/mfax/>

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>

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



National Semiconductor

June 1999

LM2941/LM2941C

1A Low Dropout Adjustable Regulator

General Description

The LM2941 positive voltage regulator features the ability to source 1A of output current with a typical dropout voltage of 0.5V and a maximum of 1V over the entire temperature range. Furthermore, a quiescent current reduction circuit has been included which reduces the ground pin current when the differential between the input voltage and the output voltage exceeds approximately 3V. The quiescent current with 1A of output current and an input-output differential of 5V is therefore only 30 mA. Higher quiescent currents only exist when the regulator is in the dropout mode ($V_{IN} - V_{OUT} \leq 3V$). Designed also for vehicular applications, the LM2941 and all regulated circuitry are protected from reverse battery installations or two-battery jumps. During line transients, such as load dump when the input voltage can momentarily exceed the specified maximum operating voltage, the regulator will

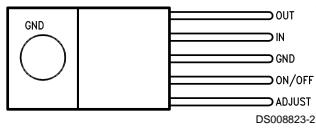
automatically shut down to protect both the internal circuits and the load. Familiar regulator features such as short circuit and thermal overload protection are also provided.

Features

- Output voltage adjustable from 5V to 20V
- Dropout voltage typically 0.5V @ $I_O = 1A$
- Output current in excess of 1A
- Trimmed reference voltage
- Reverse battery protection
- Internal short circuit current limit
- Mirror image insertion protection
- P+ Product Enhancement tested
- TTL, CMOS compatible ON/OFF switch

Connection Diagram and Ordering Information

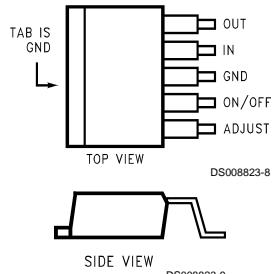
TO-220 Plastic Package



Front View

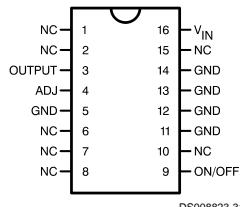
Order Number LM2941T or LM2941CT
See NS Package Number TO5A

TO-263 Surface-Mount Package



Order Number LM2941S or LM2941CS
See NS Package Number TS5B

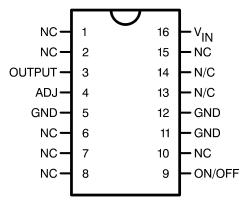
16-Lead Ceramic Dual-in-Line Package



Top View

Order Number LM2941J/883
5962-9166701QEA
See NS Package Number J16A

16-Lead Ceramic Surface Mount Package



Front View

Order Number LM2941WG/883
5962-9166701QYA
See NS Package Number WG16A

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Input Voltage (Survival Voltage, ≤ 100 ms)		TO-263 (S) Package	260°C
LM2941T, LM2941S	60V		
LM2941CT, LM2941CS	45V		
Internal Power Dissipation (Note 3)	Internally Limited		
Maximum Junction Temperature	150°C		
Storage Temperature Range	-65°C $\leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$		
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)		LM2941T	-40°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$
TO-220 (T) Package	260°C	LM2941CT	0°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$
		LM2941S	-40°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$
		LM2941CS	0°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$
		LM2941J	-55°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$
		LM2941WG	-55°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$

Operating Ratings

Maximum Input Voltage	26V
Temperature Range	
LM2941T	-40°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$
LM2941CT	0°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$
LM2941S	-40°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$
LM2941CS	0°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$
LM2941J	-55°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$
LM2941WG	-55°C $\leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics—LM2941T, LM2941S, LM2941J, LM2941WG

5V $\leq V_O \leq 20$ V, $V_{IN} = V_O + 5$ V, $C_O = 22 \mu\text{F}$, unless otherwise specified. Specifications in standard typeface apply for $T_J = 25^\circ\text{C}$, while those in **boldface type** apply over the full Operating Temperature Range.

Parameter	Conditions	Typ	LM2941J LM2941WG Limit (Note 2) (Note 4)	LM2941T LM2941S Limit (Note 5)	Units (Limits)
Reference Voltage	5 mA $\leq I_O \leq 1$ A (Note 6)	1.275	1.237/ 1.211 1.313/ 1.339	1.237/ 1.211 1.313/ 1.339	V(min) V(max)
Line Regulation	$V_O + 2V \leq V_{IN} \leq 26$ V, $I_O = 5$ mA	4	10/10	10/10	mV/V(max)
Load Regulation	50 mA $\leq I_O \leq 1$ A	7	10/10	10/10	mV/V(max)
Output Impedance	100 mADC and 20 mArms $f_O = 120$ Hz	7			mΩ/V
Quiescent Current	$V_O + 2V \leq V_{IN} < 26$ V, $I_O = 5$ mA	10	15/20	15/20	mA(max)
	$V_{IN} = V_O + 5$ V, $I_O = 1$ A	30	45/60	45/60	mA(max)
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	10 Hz–100 kHz $I_O = 5$ mA	0.003			%
Ripple Rejection	$f_O = 120$ Hz, 1 Vrms, $I_L = 100$ mA	0.005	0.02/0.04	0.02/0.04	%/V(max)
Long Term Stability		0.4			%/1000 Hr
Dropout Voltage	$I_O = 1$ A	0.5	0.8/1.0	0.8/1.0	V(max)
	$I_O = 100$ mA	110	200/200	200/200	mV(max)
Short Circuit Current	V_{IN} max = 26V (Note 7)	1.9	1.6/1.3	1.6	A(min)
Maximum Line Transient	V_O max 1V above nominal V_O $R_O = 100\Omega$, $T \leq 100$ ms	75	60/60	60/60	V(min)
Maximum Operational Input Voltage		31	26/26	26/26	V_{DC}
Reverse Polarity DC Input Voltage	$R_O = 100\Omega$, $V_O \geq -0.6$ V	-30	-15/-15	-15/-15	V(min)
Reverse Polarity Transient Input Voltage	$T \leq 100$ ms, $R_O = 100\Omega$	-75	-50/-50	-50/-50	V(min)
ON/OFF Threshold Voltage ON	$I_O \leq 1$ A	1.30	0.80/0.80	0.80/0.80	V(max)
ON/OFF Threshold Voltage OFF	$I_O \leq 1$ A	1.30	2.00/2.00	2.00/2.00	V(min)
ON/OFF Threshold Current	$V_{ON/OFF} = 2.0$ V, $I_O \leq 1$ A	50	100/300	100/300	μA(max)

Electrical Characteristics—LM2941CT, LM2941CS

$5V \leq V_O \leq 20V$, $V_{IN} = V_O + 5V$, $C_O = 22 \mu F$, unless otherwise specified. Specifications in standard typeface apply for $T_J = 25^\circ C$, while those in boldface type apply over the full Operating Temperature Range.

Parameter	Conditions	Typ	Limit (Note 5)	Units (Limits)
Reference Voltage	$5 mA \leq I_O \leq 1A$ (Note 6)	1.275	1.237/1.211 1.313/1.339	V(min) V(max)
Line Regulation	$V_O + 2V \leq V_{IN} \leq 26V$, $I_O = 5 mA$	4	10	mV/V(max)
Load Regulation	$50 mA \leq I_O \leq 1A$	7	10	mV/V(max)
Output Impedance	100 mADC and 20 mArms $f_O = 120$ Hz	7		$m\Omega/V$
Quiescent Current	$V_O + 2V \leq V_{IN} < 26V$, $I_O = 5 mA$	10	15	mA(max)
	$V_{IN} = V_O + 5V$, $I_O = 1A$	30	45/60	mA(max)
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	10 Hz-100 kHz $I_O = 5 mA$	0.003		%
Ripple Rejection	$f_O = 120$ Hz, 1 Vrms, $I_L = 100$ mA	0.005	0.02	%/V(max)
Long Term Stability		0.4		%/1000 Hr
Dropout Voltage	$I_O = 1A$	0.5	0.8/1.0	V(max)
	$I_O = 100$ mA	110	200/200	mV(max)
Short Circuit Current	V_{IN} max = 26V (Note 7)	1.9	1.6	A(min)
Maximum Line Transient	V_O max 1V above nominal V_O $R_O = 100\Omega$, $T \leq 100$ ms	55	45	V(min)
Maximum Operational Input Voltage		31	26	V_{DC}
Reverse Polarity DC Input Voltage	$R_O = 100\Omega$, $V_O \geq -0.6V$	-30	-15	V(min)
Reverse Polarity Transient Input Voltage	$T \leq 100$ ms, $R_O = 100\Omega$	-55	-45	V(min)
ON/OFF Threshold Voltage ON	$I_O \leq 1A$	1.30	0.80	V(max)
ON/OFF Threshold Voltage OFF	$I_O \leq 1A$	1.30	2.00	V(min)
ON/OFF Threshold Current	$V_{ON/OFF} = 2.0V$, $I_O \leq 1A$	50	100	μA (max)

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but device parameter specifications may not be guaranteed under these conditions. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics.

Note 2: A military RETS specification available upon request. For more information about military-aerospace products, see the Mil-Aero web page at <http://www.national.com/appinfo/milaero/index.html>.

Note 3: The maximum power dissipation is a function of $T_J(max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is $P_D = (T_J(max) - T_A)\theta_{JA}$. If this dissipation is exceeded, the die temperature will rise above $150^\circ C$ and the LM2941 will go into thermal shutdown. For the LM2941T and LM2941CT, the junction-to-ambient thermal resistance (θ_{JA}) is $53^\circ C/W$, and the junction-to-case thermal resistance (θ_{JC}) is $3^\circ C/W$. For the LM2941K, θ_{JA} is $35^\circ C/W$ and θ_{JC} is $4^\circ C/W$. The junction-to-ambient thermal resistance of the TO-263 is $73^\circ C/W$, and junction-to-case thermal resistance, θ_{JC} is $3^\circ C$. If the TO-263 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the P.C. board copper area thermally connected to the package: Using 0.5 square inches of copper area, θ_{JA} is $50^\circ C/W$; with 1 square inch of copper area, θ_{JA} is $37^\circ C/W$; and with 1.6 or more square inches of copper area, θ_{JA} is $32^\circ C/W$.

Note 4: All limits guaranteed at room temperature (standard typeface) and at temperature extremes (boldface type). All limits are used to calculate Outgoing Quality Level, and are 100% production tested.

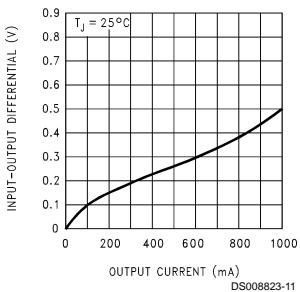
Note 5: All limits guaranteed at room temperature (standard typeface) and at temperature extremes (boldface type). All room temperature limits are 100% production tested. All limits at temperature extremes are guaranteed via correlation using standard Statistical Quality Control (SQC) methods.

Note 6: The output voltage range is 5V to 20V and is determined by the two external resistors, R1 and R2. See Typical Application Circuit.

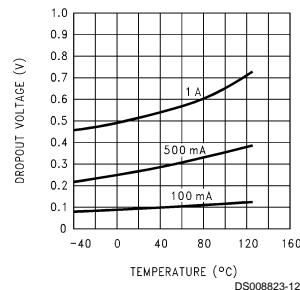
Note 7: Output current capability will decrease with increasing temperature, but will not go below 1A at the maximum specified temperatures.

Typical Performance Characteristics

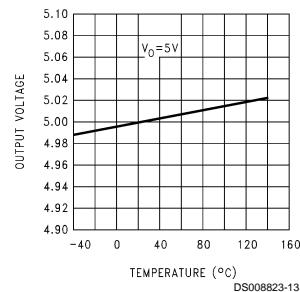
Dropout Voltage



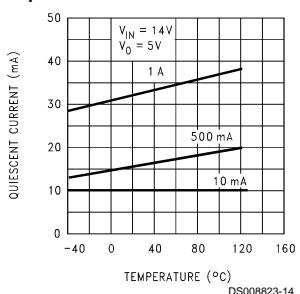
Dropout Voltage vs Temperature



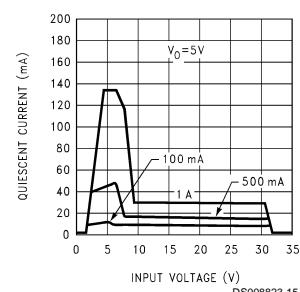
Output Voltage



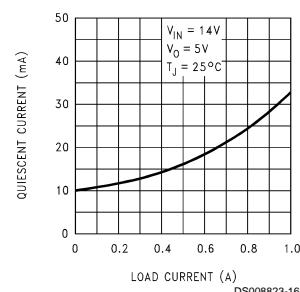
Quiescent Current vs Temperature



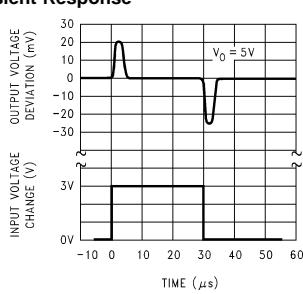
Quiescent Current



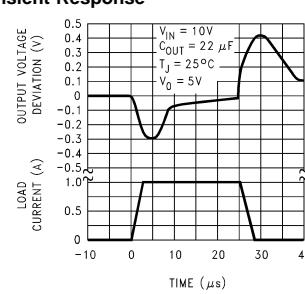
Quiescent Current



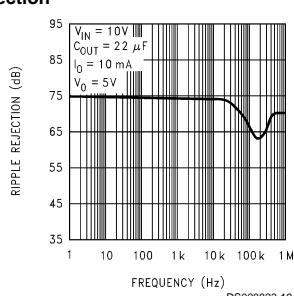
Line Transient Response



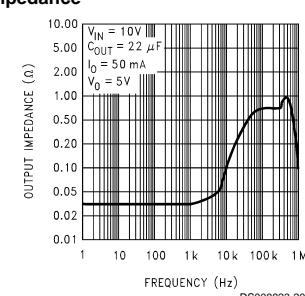
Load Transient Response



Ripple Rejection

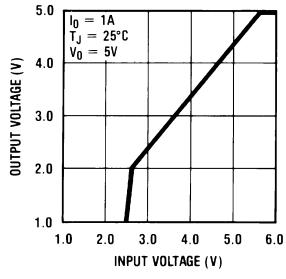


Output Impedance



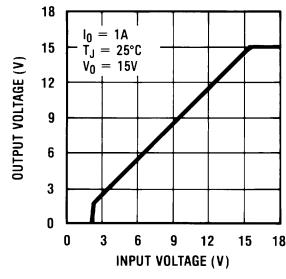
Typical Performance Characteristics (Continued)

Low Voltage Behavior



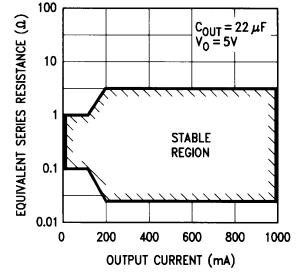
DS008823-21

Low Voltage Behavior



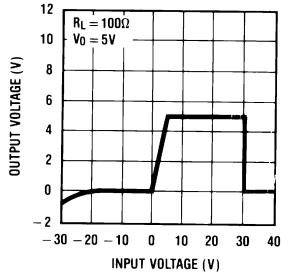
DS008823-22

Output Capacitor ESR



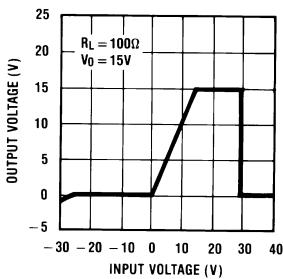
DS008823-23

Output at Voltage Extremes



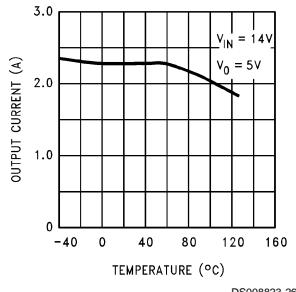
DS008823-24

Output at Voltage Extremes



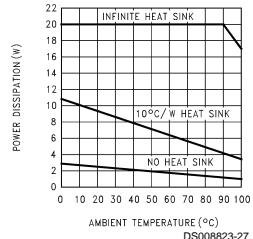
DS008823-25

Peak Output Current



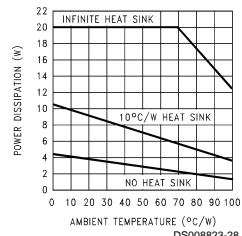
DS008823-26

Maximum Power Dissipation (TO-220)



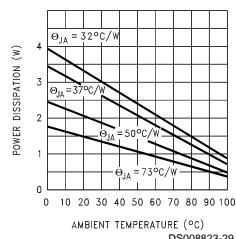
DS008823-27

Maximum Power Dissipation (TO-3)



DS008823-28

Maximum Power Dissipation (TO-263) (Note 3)



DS008823-29

Definition of Terms

Dropout Voltage: The input-voltage differential at which the circuit ceases to regulate against further reduction in input voltage. Measured when the output voltage has dropped 100 mV from the nominal value obtained at ($V_{OUT} + 5V$) input, dropout voltage is dependent upon load current and junction temperature.

Input Voltage: The DC voltage applied to the input terminals with respect to ground.

Input-Output Differential: The voltage difference between the unregulated input voltage and the regulated output voltage for which the regulator will operate.

Line Regulation: The change in output voltage for a change in the input voltage. The measurement is made under conditions of low dissipation or by using pulse techniques such that the average chip temperature is not significantly affected.

Load Regulation: The change in output voltage for a change in load current at constant chip temperature.

Long Term Stability: Output voltage stability under accelerated life-test conditions after 1000 hours with maximum rated voltage and junction temperature.

Output Noise Voltage: The rms AC voltage at the output, with constant load and no input ripple, measured over a specified frequency range.

Definition of Terms (Continued)

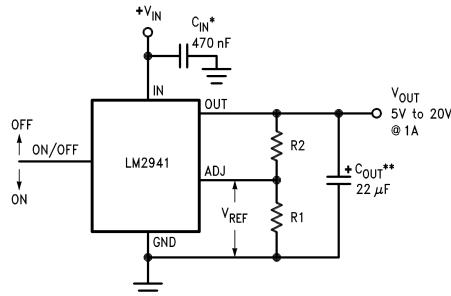
Quiescent Current: That part of the positive input current that does not contribute to the positive load current. The regulator ground lead current.

Ripple Rejection: The ratio of the peak-to-peak input ripple voltage to the peak-to-peak output ripple voltage.

Temperature Stability of V_O : The percentage change in output voltage for a thermal variation from room temperature to either temperature extreme.

Typical Applications

5V to 20V Adjustable Regulator



DS008823-3

$$V_{OUT} = \text{Reference voltage} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} \text{ where } V_{REF} = 1.275 \text{ typical}$$

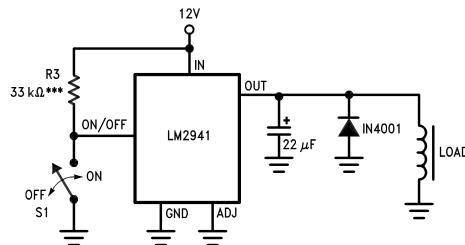
$$\text{Solving for } R_2: R_2 = R_1 \left(\frac{V_O}{V_{REF}} - 1 \right)$$

Note: Using 1k for R1 will ensure that the input bias current error of the adjust pin will be negligible. Do not bypass R1 or R2. This will lead to instabilities.

* Required if regulator is located far from power supply filter.

** C_{OUT} must be at least 22 μF to maintain stability. May be increased without bound to maintain regulation during transients. Locate as close as possible to the regulator. This capacitor must be rated over the same operating temperature range as the regulator and the ESR is critical; see curve.

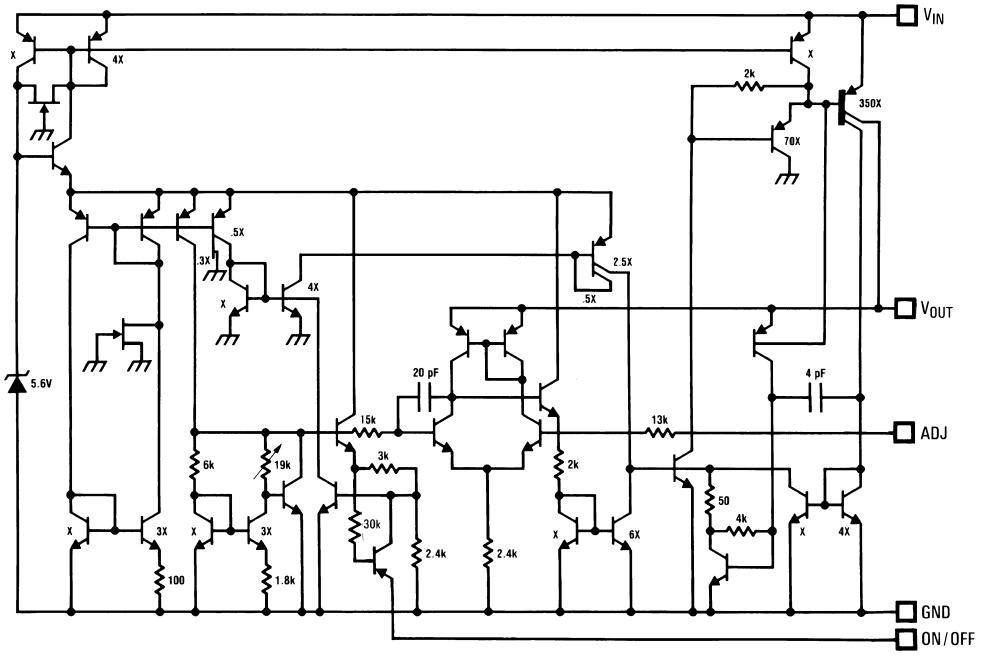
1A Switch



DS008823-6

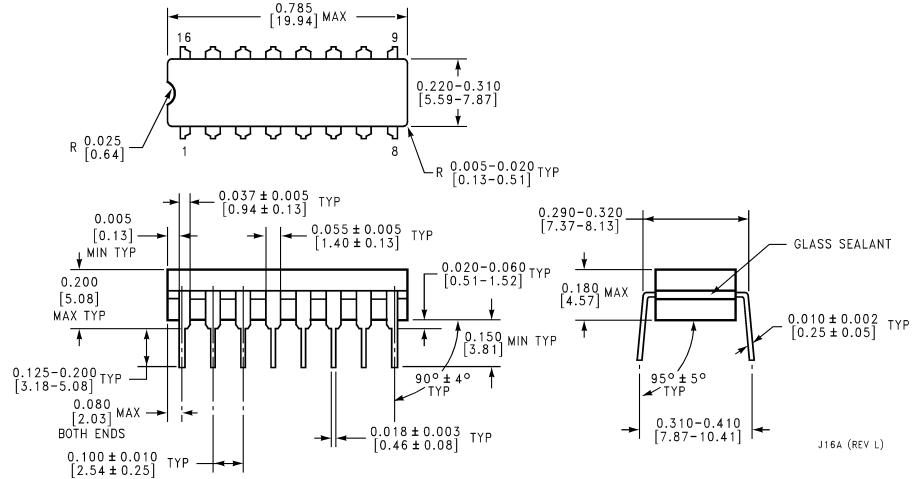
*** To assure shutdown, select Resistor R3 to guarantee at least 300 μA of pull-up current when S1 is open. (Assume 2V at the ON/OFF pin.)

Equivalent Schematic Diagram



DS008823-1

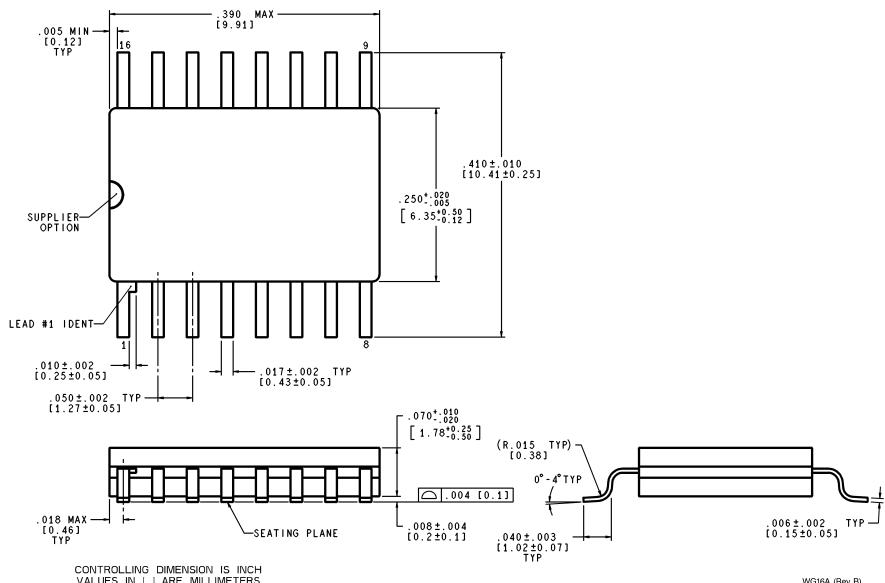
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



Order Number LM2941J/883

5962-9166701QEA

NS Package Number J16A



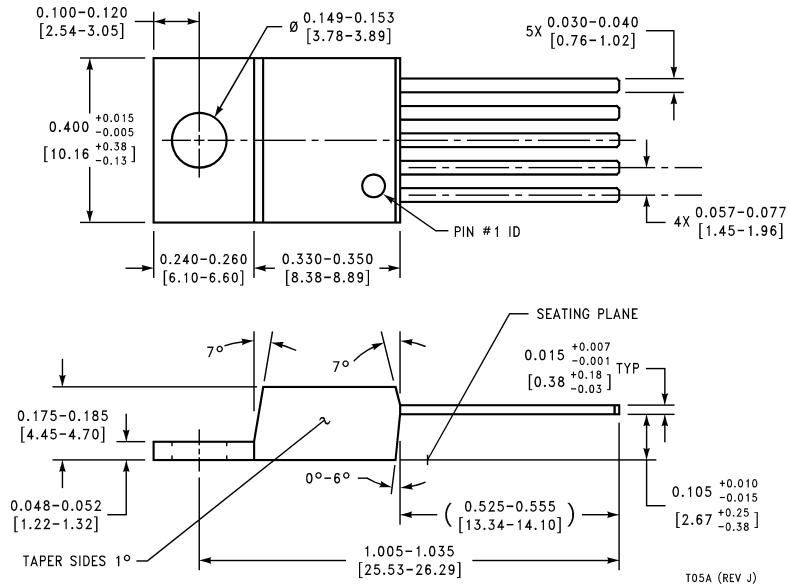
CONTROLLING DIMENSION IS INCH
VALUES IN [] ARE MILLIMETERS

Order Number LM2941WG/883

5962-9166701QYA

NS Package Number WG16A

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

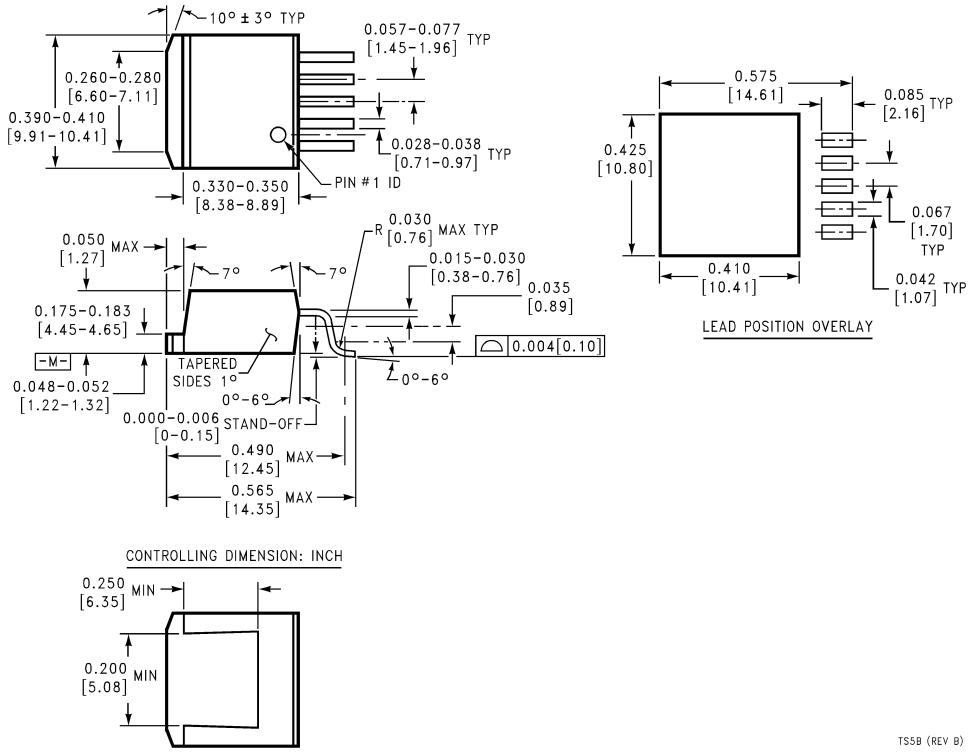


Order Number LM2941T or LM2941CT
NS Package Number T05A

T05A (REV J)

LM2941/LM2941C 1A Low Dropout Adjustable Regulator

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



TO-263 5-Lead Plastic Surface Mount Package
Order Number LM2941S or LM2941CS
NS Package Number TS5B

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

LM124, LM124A, LM224, LM224A
 LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS066E– SEPTEMBER 1975 – REVISED FEBRUARY 1997

- **Wide Range of Supply Voltages:**
 Single Supply . . . 3 V to 30 V
 (LM2902 and LM2902Q
 3 V to 26 V), or Dual Supplies
- **Low Supply Current Drain Independent of Supply Voltage . . . 0.8 mA Typ**
- **Common-Mode Input Voltage Range Includes Ground Allowing Direct Sensing Near Ground**
- **Low Input Bias and Offset Parameters:**
 Input Offset Voltage . . . 3 mV Typ
 A Versions . . . 2 mV Typ
 Input Offset Current . . . 2 nA Typ
 Input Bias Current . . . 20 nA Typ
 A Versions . . . 15 nA Typ
- **Differential Input Voltage Range Equal to Maximum-Rated Supply Voltage . . . 32 V (26 V for LM2902 and LM2902Q)**
- **Open-Loop Differential Voltage Amplification . . . 100 V/mV Typ**
- **Internal Frequency Compensation**

description

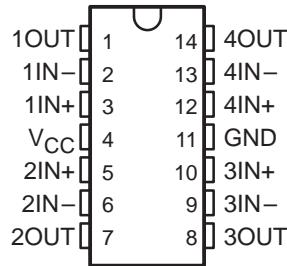
These devices consist of four independent high-gain frequency-compensated operational amplifiers that are designed specifically to operate from a single supply over a wide range of voltages. Operation from split supplies is also possible when the difference between the two supplies is 3 V to 30 V (for the LM2902 and LM2902Q, 3 V to 26 V) and V_{CC} is at least 1.5 V more positive than the input common-mode voltage. The low supply current drain is independent of the magnitude of the supply voltage.

Applications include transducer amplifiers, dc amplification blocks, and all the conventional operational amplifier circuits that now can be more easily implemented in single-supply-voltage systems. For example, the LM124 can be operated directly from the standard 5-V supply that is used in digital systems and easily provides the required interface electronics without requiring additional $\pm 15\text{-V}$ supplies.

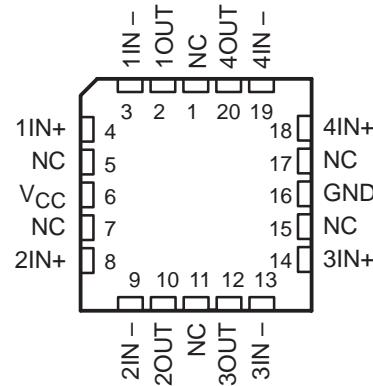
The LM2902Q is manufactured to demanding automotive requirements.

The LM124 and LM124A are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The LM224 and LM224A are characterized for operation from -25°C to 85°C . The LM324 and LM324A are characterized for operation from 0°C to 70°C . The LM2902 and LM2902Q are characterized for operation from -40°C to 125°C .

LM124, LM124A . . . J OR W PACKAGE
ALL OTHERS . . . D, DB, N OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)

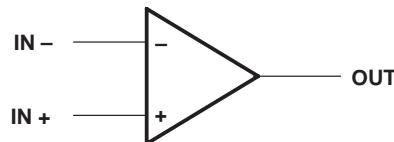


LM124, LM124A . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

symbol (each amplifier)



**LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS066E—SEPTEMBER 1975—REVISED FEBRUARY 1997

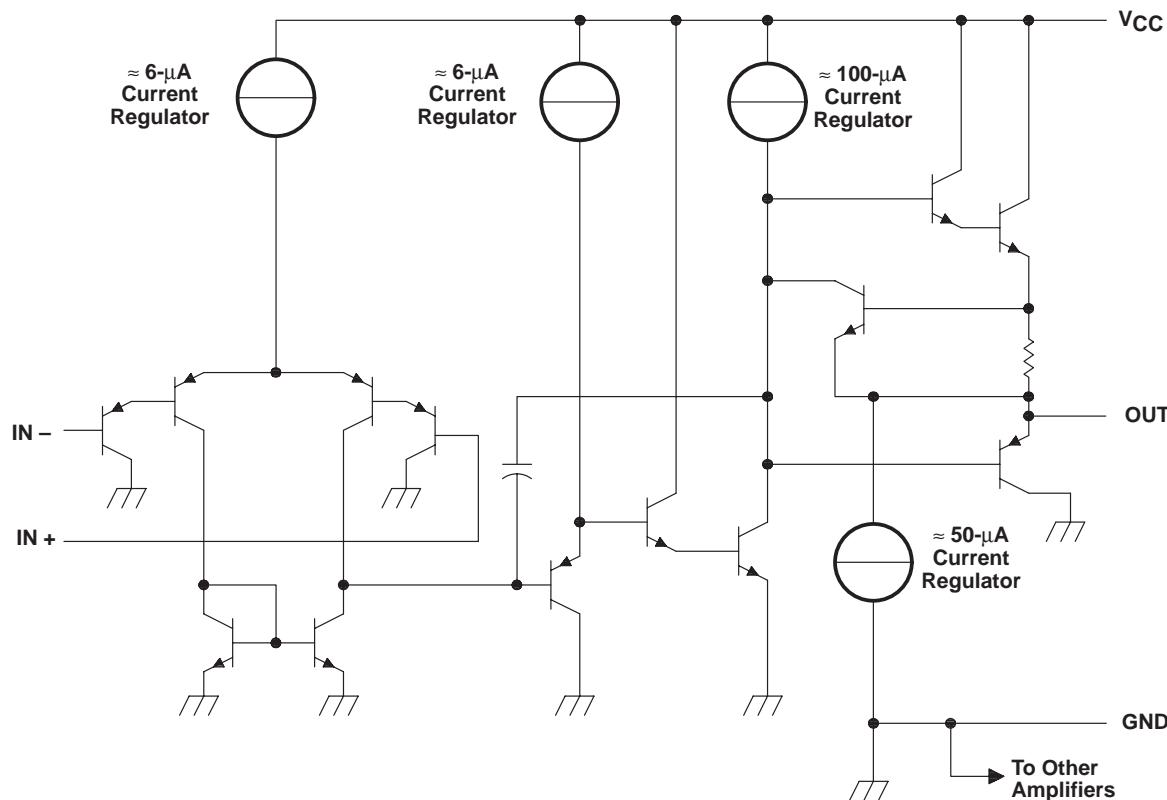
AVAILABLE OPTIONS

TA	V _{IOMAX} AT 25°C	PACKAGED DEVICES							CHIP FORM (Y)
		SMALL OUTLINE (D) [†]	VERY SMALL OUTLINE (DB) [‡]	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (N)	TSSOP (PW) [‡]	FLAT PACK (W)	
0°C to 70°C	7 mV	LM324D	LM324DBLE	—	—	LM324N	LM324PWLE	—	LM324Y
	3 mV	LM324AD	—	—	—	LM324AN	LM324APWLE	—	
−25°C to 85°C	5 mV	LM224D	—	—	—	LM224N	—	—	—
	3 mV	LM224AD	—	—	—	LM224AN	—	—	
−40°C to 125°C	7 mV	LM2902D	LM2902DBLE	—	—	LM2902N	LM2902PWLE	—	—
	5 mV	LM2902QD	—	—	—	LM2902QN	—	—	
−55°C to 125°C	5 mV	—	—	LM124FK	LM124J	—	—	LM124W	—
	2 mV	—	—	LM124AFK	LM124AJ	—	—	—	

[†]The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., LM324DR).

[‡]The DB and PW packages are only available left-end taped and reeled.

schematic (each amplifier)



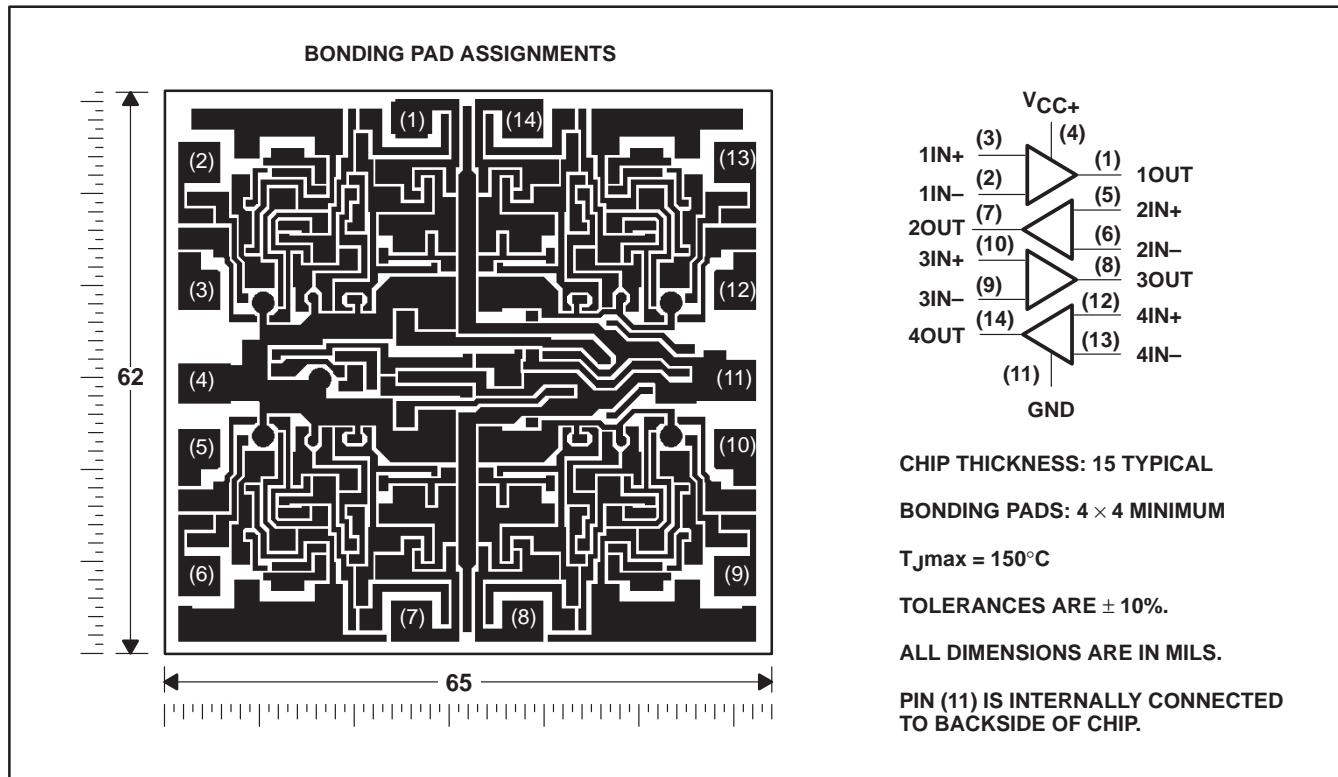
COMPONENT COUNT (total device)	
Epi-FET	1
Transistors	95
Diodes	4
Resistors	11
Capacitors	4



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

LM324Y chip information

This chip, when properly assembled, displays characteristics similar to the LM324. Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped-aluminum bonding pads. Chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



**LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS066E—SEPTEMBER 1975—REVISED FEBRUARY 1997

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)[†]

	LM124, LM124A LM224, LM224A LM324, LM324A	LM2902, LM2902Q	UNIT
Supply voltage, V _{CC} (see Note 1)	32	26	V
Differential input voltage, V _{ID} (see Note 2)	±32	±26	V
Input voltage, V _I (either input)	-0.3 to 32	-0.3 to 26	V
Duration of output short circuit (one amplifier) to ground at (or below) T _A = 25°C, V _{CC} ≤ 15 V (see Note 3)	unlimited	unlimited	
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table		
Operating free-air temperature range, T _A	LM124, LM124A	-55 to 125	°C
	LM224, LM224A	-25 to 85	
	LM324, LM324A	0 to 70	
	LM2902, LM2902Q	-40 to 125	
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	°C
Case temperature for 60 seconds	FK package	260	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J or W package	300	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, DB, N, or PW package	260	°C

[†] Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values (except differential voltages and V_{CC} specified for the measurement of I_{OS}) are with respect to the network GND.
2. Differential voltages are at IN + with respect to IN -.
3. Short circuits from outputs to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	T _A ≤ 25°C POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T _A	T _A = 70°C POWER RATING	T _A = 85°C POWER RATING	T _A = 125°C POWER RATING
D	900 mW	7.6 mW/°C	32°C	611 mW	497 mW	N/A
DB	775 mW	6.2 mW/°C	25°C	496 mW	403 mW	N/A
FK	900 mW	11.0 mW/°C	68°C	878 mW	713 mW	273 mW
J (LM124_)	900 mW	11.0 mW/°C	68°C	878 mW	713 mW	273 mW
J (all others)	900 mW	8.2 mW/°C	40°C	654 mW	531 mW	N/A
N	900 mW	9.2 mW/°C	52°C	734 mW	596 mW	N/A
PW	700 mW	5.6 mW/°C	25°C	448 mW	364 mW	N/A
W	900 mW	8.0 mW/°C	37°C	636 mW	516 mW	196 mW

**LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902,
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIER**
SLOS066E - SEPTEMBER 1975 - REVISED FEBRUARY 1997

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS [†]	T_A^{\ddagger}	LM124, LM224			LM324			LM2902, LM2902Q			UNIT
			MIN	TYP [§]	MAX	MIN	TYP [§]	MAX	MIN	TYP [§]	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage $V_{CC} = 5$ V to MAX, $V_{ICR} = V_{ICRmin}$, $V_O = 1.4$ V	25°C		3	5		3	7		3	7	mV
		Full range			7			9			10	
I_{IO}	Input offset current $V_O = 1.4$ V	25°C		2	30		2	50		2	50	nA
		Full range			100			150			300	
I_{IB}	Input bias current $V_O = 1.4$ V	25°C		-20	-150		-20	-250		-20	-250	nA
		Full range			-300			-500			-500	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range $V_{CC} = 5$ V to MAX	25°C	0 to $V_{CC} - 1.5$			0 to $V_{CC} - 1.5$			0 to $V_{CC} - 1.5$			V
		Full range	0 to $V_{CC} - 2$			0 to $V_{CC} - 2$			0 to $V_{CC} - 2$			
V_{OH}	High-level output voltage $R_L = 2$ kΩ	25°C	$V_{CC} - 1.5$			$V_{CC} - 1.5$						V
		25°C										
		25°C										
		Full range	26			26			22			
V_{OL}	Low-level output voltage $R_L \leq 10$ kΩ	25°C		5	20		5	20		5	20	mV
		Full range										
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification $V_{CC} = 15$ V, $V_O = 1$ V to 11 V, $R_L \geq 2$ kΩ	25°C	50	100		25	100			100		V/mV
		Full range	25			15			15			
$CMRR$	Common-mode rejection ratio $V_{IC} = V_{ICRmin}$	25°C	70	80		65	80		50	80		dB
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)	25°C	65	100		65	100		50	100		dB
V_{O1}/V_{O2}	Crosstalk attenuation $f = 1$ kHz to 20 kHz	25°C		120			120			120		dB
I_O	Output current $V_{CC} = 15$ V, $V_{ID} = 1$ V, $V_O = 0$	25°C	-20	-30	-60	-20	-30	-60	-20	-30	-60	mA
		Full range	-10			-10			-10			
		25°C	10	20		10	20		10	20		
		Full range	5			5			5			
I_{OS}	Short-circuit output current V_{CC} at 5 V, $V_O = 0$ GND at -5 V	25°C	12	30		12	30			30		μA
		Full range										
I_{CC}	Supply current (four amplifiers) $V_O = 2.5$ V, No load	Full range		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2	mA
		Full range		1.4	3		1.4	3		1.4	3	

[†] All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. MAX V_{CC} for testing purposes is 26 V for LM2902 and LM2902Q, 30 V for the others.

[‡] Full range is -55°C to 125°C for LM124, -25°C to 85°C for LM224, 0°C to 70°C for LM324, and -40°C to 125°C for LM2902 and LM2902Q.

[§] All typical values are at $T_A = 25$ °C.

**LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM29020
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS066E – SEPTEMBER 1975 – REVISED FEBRUARY 1997

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS [†]	T_A^{\ddagger}	LM124A			LM224A			LM324A			UNIT
			MIN	TYP [§]	MAX	MIN	TYP [§]	MAX	MIN	TYP [§]	MAX	
V _{IO}	Input offset voltage $V_{CC} = 5$ V to 30 V, $V_{IC} = V_{ICR\min}$, $V_O = 1.4$ V	25°C		2		2	3		2	3		mV
		Full range		4		4			5			
I _{IO}	Input offset current $V_O = 1.4$ V	25°C		10		2		30	15	2	30	nA
		Full range		30		30			75			
I _{IB}	Input bias current $V_O = 1.4$ V	25°C		-50		-15	-80		-15	-100		nA
		Full range		-100		-100			-200			
V _{ICR}	Common-mode input voltage range $V_{CC} = 30$ V	25°C	0 to $V_{CC} - 1.5$			0 to $V_{CC} - 1.5$			0 to $V_{CC} - 1.5$			V
		Full range	0 to $V_{CC} - 2$			0 to $V_{CC} - 2$			0 to $V_{CC} - 2$			
V _{OH}	High-level output voltage $R_L = 2$ kΩ	25°C	$V_{CC} - 1.5$			$V_{CC} - 1.5$			$V_{CC} - 1.5$			V
		Full range	26			26			26			
		Full range	27			27	28		27	28		
V _{OL}	Low-level output voltage $R_L \leq 10$ kΩ	Full range		20		5	20		5	20		mV
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification $V_{CC} = 15$ V, $V_O = 1$ V to 11 V, $R_L \geq 2$ kΩ	Full range	25			25			15			V/mV
CMRR	Common-mode rejection ratio $V_{IC} = V_{ICR\min}$	25°C	70			70	80		65	80		dB
K _{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_O$)	25°C	65			65	100		65	100		dB
V _{O1} /V _{O2}	Crosstalk attenuation $f = 1$ kHz to 20 kHz	25°C	120			120			120			dB
I _O	Output current $V_{CC} = 15$ V, $V_{ID} = 1$ V, $V_O = 0$	25°C	-20			-20	-30	-60	-20	-30	-60	mA
		Full range	-10			-10			-10			
		25°C	10			10	20		10	20		μA
		Full range	5			5			5			
I _{OS}	Short-circuit output current V_{CC} at 5 V, $V_O = 0$	25°C	12			12	30		12	30		mA
		Full range	±40	±60		±40	±60		±40	±60		
I _{CC}	Supply current (four amplifiers) $V_{CC} = 2.5$ V, No load	Full range	0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		mA
		Full range	1.4	3		1.4	3		1.4	3		

[†] All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified.

[‡] Full range is -55°C to 125°C for LM124A, -25°C to 85°C for LM224A, and 0°C to 70°C for LM324A.

[§] All typical values are at $T_A = 25$ °C.

**LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS066E – SEPTEMBER 1975 – REVISED FEBRUARY 1997

electrical characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	LM324Y			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	$V_{CC} = 5 \text{ V}$ to MAX, $V_{IC} = V_{ICR\min}$, $V_O = 1.4 \text{ V}$		3	7	mV
I_{IO}			2	50	nA
I_{IB}			-20	-250	nA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 5 \text{ V}$ to MAX		0 to $V_{CC}-1.5$	V
V_{OH}	High-level output voltage	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	$V_{CC}-1.5$		V
V_{OL}	Low-level output voltage	$R_L \leq 10 \text{ k}\Omega$	5	20	mV
AVD	Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_O = 1 \text{ V}$ to 11 V , $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	15	100	V/mV
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\min}$	65	80	dB
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)		65	100	dB
I_O	Output current	$V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_{ID} = 1 \text{ V}$, $V_O = 0$	-20	-30	-60
		$V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_{ID} = -1 \text{ V}$, $V_O = 15 \text{ V}$	10	20	mA
		$V_{ID} = 1 \text{ V}$, $V_O = 200 \text{ mV}$	12	30	
I_{OS}	Short-circuit output current	V_{CC} at 5 V , GND at -5 V , $V_O = 0$	± 40 ± 60		mA
I_{CC}	Supply current (four amplifiers)	$V_O = 2.5 V_{CC}$, No load	0.7	1.2	mA
		$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_O = 0.5 V_{CC}$, No load	1.1	3	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. MAX V_{CC} for testing purposes is 30 V.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated