

TeleLaser

Projektorientiertes Praktikum **Sommersemester 2008**

Fachgebiet Elektrotechnik

Fakultät IV – TU-Berlin

Stand: 9. Juli 2008

-Betreuer-

**Daniel Triebs, Kathleen Jerchel, Christian Brose
Andreas Deml, Michael Schlüter, Stefan Seifert**

Inhaltsverzeichnis

1	Allgemeines zum Projekt	5
1.1	Einführung	5
1.2	Projektbeschreibung	5
1.3	Website	6
1.4	Blockschaltbild	8
2	Aufgabenverteilung und Gruppeneinteilung	8
2.1	Teilnehmer und Ihre soziale Bewertungen	8
2.1.1	Daniel Strommenger (Gruppe 1, Mikrofon-Vorverstärker)	8
2.1.2	Edgar Krune (Gruppe 1, Tiefpassfilter)	9
2.1.3	Ahmed Al-Mughalles (Gruppe 1, Pegelanzeige)	9
2.1.4	Li Wang (Gruppe 1, Mikrofon-Vorverstärker)	9
2.1.5	Eugen Wolf (Gruppe 1, Tiefpassfilter)	9
2.1.6	Paul-Philipp Knust (Gruppe 2, Dreieckgenerator)	10
2.1.7	Sophie Lange (Gruppe 2, Demodulation (Filter))	10
2.1.8	Erik Liebig (Gruppe 2, Demodulation (Filter))	10
2.1.9	Julian Utehs (Gruppe 2, Modulation(Komparator))	11
2.1.10	Moustafa Raya (Gruppe 3, Laser)	11
2.1.11	Xiang Guo (Gruppe 3, Laser)	11
2.1.12	Weiming Yao (Gruppe 3, Laser)	11
2.1.13	Pochang Su (Gruppe 3, Laser)	11
2.1.14	Christian Kohlmeier (Gruppe 3, Laser)	11
2.1.15	Mohamed Haj Hassan (Gruppe 3, Laser)	12
2.1.16	Matthias (Gruppe 4)	12
2.1.17	Paul Gündel, Entwicklung (Gruppe 4)	12
2.1.18	Dengke Ye (Gruppe 4)	12
2.1.19	Jinlong Cai (Gruppe 4)	13
3	Entwicklung	14
3.1	Schnittstellen	14
3.2	Bedienungsanleitung	14
4	Gruppe 1 - Mikrofon, Verstärker und Filter	15
4.1	Aufgabenbeschreibung	15
4.2	Blockschaltbild	15
4.3	Mic-Verstärker	16
4.3.1	Funktionsweise	16
4.3.2	Entwurf	17
4.3.3	Simulation	18
4.3.4	Testaufbau	21
4.3.5	Platine	22
4.4	TP-Filter	22
4.4.1	Filterwahl	22
4.4.2	Entwurf	22
4.4.3	Schnittstellen	24
4.4.4	PSPICE-Simulation	25
4.4.5	Auswertung	27
4.4.6	Inbetriebnahme	28
4.4.7	Quellen	28
4.5	Pegelanzeige	28

4.5.1	Aufgabenbeschreibung	28
4.5.2	Entwurf, Schaltungsbeschreibung und Berechnungen	28
4.5.3	Simulation	31
4.5.4	Testaufbau	34
4.5.5	Die Platine	35
4.6	Technische Daten, Bauelemente und Inbetriebnahme	38
4.6.1	Technische Daten:	39
4.6.2	Bauelemente:	39
4.6.3	Gesamtschaltung und Inbetriebnahme (ein Bericht von Eugen Wolf):	42
5	Gruppe 2 – Modulation / Demodulation	44
5.1	Aufgabenbeschreibung	44
5.2	Blockschaltbild	44
5.3	Dreiecksgenerator (Paul-Philipp Knust)	44
5.3.1	Erklärung der Schaltung	44
5.3.2	Simulation	45
5.3.3	Abgleich der Abweichungen	46
5.3.4	Testaufbau und Platine	46
5.3.5	Quellen	47
5.4	Komparator (Julian Utehs)	47
5.4.1	Einleitung	47
5.4.2	Umsetzung	48
5.4.3	Bauteile von Komparator und Dreiecksgenerator	52
5.4.4	Visualisierung der Schaltung auf dem Board	53
5.4.5	Schnittstellen	54
5.4.6	Quellen	55
5.5	Demodulation (Erik Liebig und Sophie Lange)	55
5.5.1	Erklärung der Schaltung	55
5.5.2	Schnittstellen	56
5.5.3	Schaltungsdimensionierung	56
5.5.4	Simulation und Plots	57
5.5.5	Steckbrettaufbau	59
5.5.6	Platinenaufbau	60
5.5.7	Fertige Schaltung	61
5.5.8	Bauteileliste	62
5.5.9	Quellen	62
6	Gruppe 3: Lasersender und Laserempfänger	63
6.1	Lasersender	63
6.1.1	Haj hassan, Mohamed	63
6.1.2	Su, Pochang	66
6.1.3	Kohlmeier, Christian	71
6.2	Laserempfänger	74
6.2.1	Raya, Moustafa	74
6.2.2	Xiang, Guo	78
6.2.3	Literatur	82
6.3	Weiming, Yao	82
6.3.1	Aufgaben der Empfängerschaltung	82
6.3.2	Schnittstellenanforderungen	82
6.3.3	Konzept, Entwurf und Test (Vorüberlegungen)	83

6.3.4	Erster Entwurf	83
6.3.5	Zweiter Entwurf	83
6.3.6	Testaufbau	84
6.3.7	Dritter Entwurf	84
6.3.8	Dimensionierung	84
6.3.9	Fotodiode.....	84
6.3.10	Transimpedanzverstärker.....	84
6.3.11	Invertierender Verstärker.....	85
6.3.12	Spannungsstabilisierung	85
6.3.13	Schaltplan	85
6.3.14	Platinenlayout	87
6.3.15	Probleme	88
6.3.16	Literaturverzeichnis	88
6.4	Layouts	89
7	Gruppe 4 - Logik, Endstufe, Sound	93
7.1	Aufgabebeschreibung	93
7.2	Blockschaltbild	93
7.3	Komparatorschaltung.....	94
7.3.1	Ziel der Schaltung	94
7.3.2	Bauteilliste.....	94
7.3.3	Plots.....	95
7.3.4	Plot von Oszilloskop	96
7.3.5	Eagle-Schematic.....	97
7.4	Logik.....	97
7.4.1	Aufgabe der Logik	97
7.4.2	Probleme.....	98
7.4.3	Entwurf und Simulation	98
7.4.4	Testaufbau	102
7.5	Lautsprecher-Verstärker	105
7.5.1	Schaltplan:.....	105
7.5.2	Bauelemente:.....	105
7.5.3	Beschreibung der Anwendung:	106
7.5.4	Schnittstellen	106
7.5.5	Schaltung für die Simulation.....	106
7.5.6	Testaufbau:	110
7.6	Verstärkerschaltung für die Hörmuschel.....	111
7.7	Quellen.....	116
8	Abbildungsverzeichnis.....	116
9	Datenblätter.....	119

1 Allgemeines zum Projekt

1.1 Einführung

Im Studium der Elektrotechnik ist es besonders in den ersten Semestern schwer im Dschungel des theoretischen Wissens den Überblick zu behalten und sich, vor allem, für die trockene Materie zu motivieren. Da sind praktische Labortermine wahre Oasen in dieser öden Wüste aus Formeln und Beweisen.

Im vierten Semester des neuen Bachelorstudienganges der Elektrotechnik ist nun ein intensives *Projektorientiertes Praktikum* zu absolvieren, indem die Studierenden ihr gesammeltes Know-How in die Praxis umsetzen können. Es sollen aber auch soziale Kompetenzen, wie beispielsweise Teamarbeit geschult werden und Projektmanagement zum Ausdruck kommen, um eine Vorstellung des zukünftigen Berufsleben zu bekommen. Dabei wird die aktive Mitarbeit der Teilnehmer stark gefordert. Es wird als selbstverständlich angesehen, dass noch unbekannte Gebiete der Elektrotechnik selbstständig für sich oder für alle in Form von Referaten erarbeitet wird. Dabei werden die Studierenden von Betreuern höherer Semester unterstützt und motiviert.

Zu Beginn stimmen die Teilnehmer ab, welches der Projektvorschläge verwirklicht werden soll. Nun werden Gruppen sinnvoll gebildet, welche Teilschaltungen des Gesamtprojekts übernehmen.

Während des Semesters werden die Studierenden durch prüfungsäquivalente Studienleistungen gezwungen, die Themenbereiche zu bearbeiten und den knappen Zeitplan einzuhalten. Diese schriftlich angefertigten Arbeiten bestehen aus einer Entwurfsaufgabe, einer Simulationsaufgabe und einem Abschlussbericht über die zu bearbeitende Teilschaltung.

Wie in jedem längerfristigen Projekt gibt es Meilensteine, die gewisse Abschnitte abschließen. Dazu gehörte hier der „Schnittstellentermin“, an dem sich die Gruppen ihre Anforderungen bezüglich Spannungen, Frequenzen und Leistungen ihrer vordimensionierten Schaltungen austauschen. Einige Wochen später zum „Stöpseltermin“, sollten alle Schaltungen auf dem Board funktionstüchtig sein und es wird die spannende Frage geklärt, ob alle Schaltungen auch miteinander funktionieren. Zwei Wochen später sollte schließlich das hoffentlich fertige und lauffähige Projekt den Professoren und Betreuern feierlich vorgestellt werden. Zu dieser Präsentation wird dieser umfassende Abschlussbericht vorgelegt, der für jeden unseren Teelaser verständlich macht.

1.2 Projektbeschreibung

Telefone gibt's ja nun schon seit Jahrzehnten. Es gibt schnurgebundene Telefone, schnurlose Telefone, Funktelefone, Internettelefonie, Münzfernsprecher, Notrufsäulen und Kartentelefone. Es gibt rote Telefone, blaue Telefone, schwarze Telefone, grüne Telefone, Telefone mit Plüsch, Telefone aus Holz und sicherlich auch Unterwassertelefone. Die Liste ist endlos.

Höchste Zeit, sich um ein neues, bis dato noch nie da gewesenes Telefonformat Gedanken zu machen. Dieses Projektlabor hat es sich zur Aufgabe gemacht, die Übertragung von Audiosignalen über einen Laser zu ermöglichen. Dabei wird Geschichte geschrieben, es werden Grenzen durchbrochen und neue Meilensteine in der Signalübertragung gesetzt. Dieses Projekt kennzeichnet sich durch die

erstklassige Verwirklichung von bis jetzt unerreichten Details. So wird eine High-End-Audioübertragung der neuesten Generation eingesetzt, die durch einen topmodernen Laser gewährleistet wird.

1.3 Website

Jedes Projekt bekommt seinen eigenen Internetauftritt. Dies sollte sich im Sommersemester 2008 auch nicht ändern. Unter der Adresse: <http://projektlabor.tu-berlin.de/projekte/telelaser> sind alle Inhalte bezüglich des Projektes „Telelaser“ zusammengefasst.

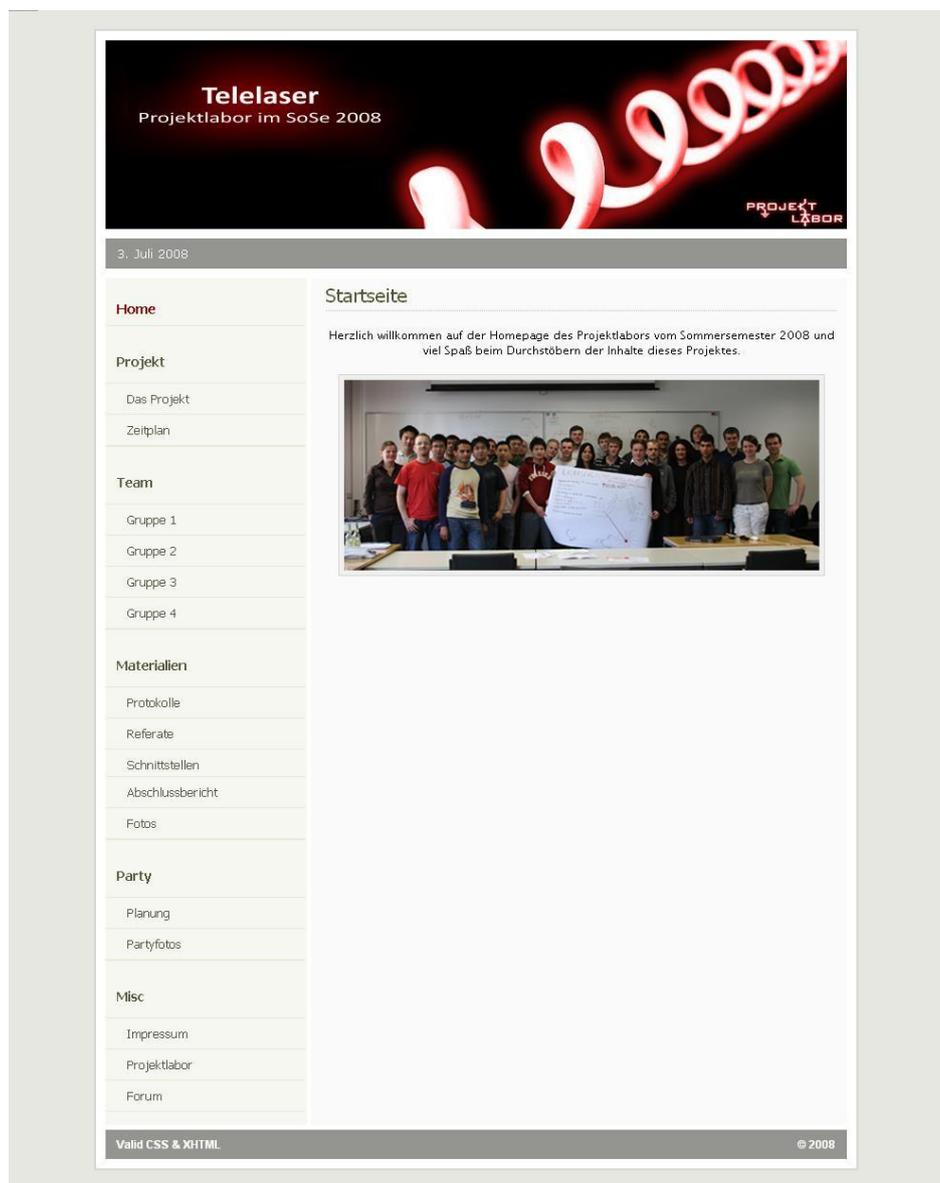


Abbildung 1: Screenshot der Website

Unter den Inhalten befinden sich unter anderem die Referate, die Gruppeneinteilungen mit Erklärungen sowie Fotos und Videos von Parties oder Erfolgs- und Glücksmomenten im Projektlabor. Die Website ist eine



PROJEKT LABOR

gemeinschaftliche Arbeit aller Teilnehmer und wurde von den beiden Website-Beauftragten Erik Liebig und Julian Utehs gestaltet und ins Netz gestellt. Dabei hat jeder aktiv mitgeholfen, sei es zum Einen durch seine Referate oder zum Anderen durch ein freundliches Lächeln in das Objektiv, falls die Kamera mal wieder unterwegs war. Mit der Hoffnung das diese Seite auch weiterhin von Labor-Begeisterten angeschaut wird, steht sie nun fest auf dem Server der TU und wird von da an für alle Freunde der Elektrotechnik erreichbar sein.

1.4 Blockschaftbild

Blockschaftbild

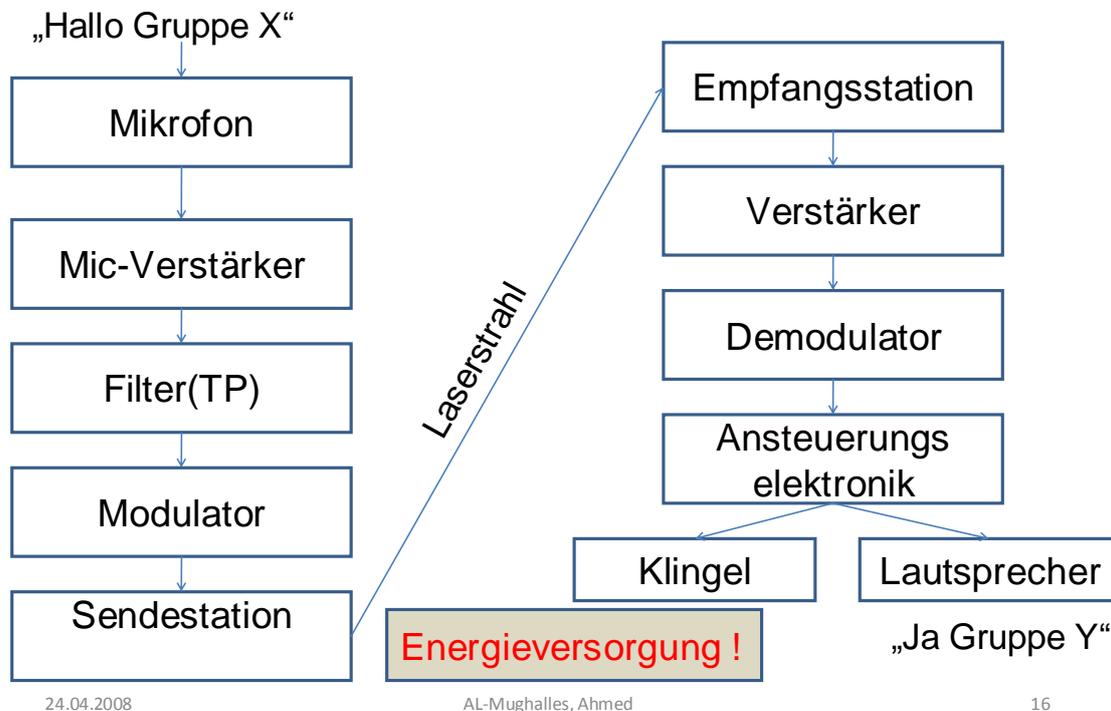


Abbildung 2: Blockschaftbild

2 Aufgabenverteilung und Gruppeneinteilung

2.1 Teilnehmer und Ihre soziale Bewertungen

Im folgenden Teilkapitel stellen die Teilnehmer des Projektes ihre Eindrücke zum Labor und zum gesamten Ablauf dar.

2.1.1 Daniel Strommenger (Gruppe 1, Mikrofon-Vorverstärker)

Das Projektlabor war für mich eine völlig neue Erfahrung des Elektrotechnik-Studiums. Endlich mal eine Abwechslung zur Theorie und vor allem konnte man auch mal gelerntes Wissen anwenden. Es musste zwar viel selber angeeignet werden und meist wurde die aufgewendete Zeit von 10 SWS wesentlich überschritten, aber im Grunde hat es Spaß gemacht und wir haben viel gelernt.

Auch die Gruppenarbeit verlief ganz gut, jeder hatte eine Aufgabe um die er sich kümmern musste, aber es wurde auch geholfen wenn mal jemand nicht weiterkam. Bis auf ein paar kleine Sprachbarrieren und zu geringer Nutzung des Forums verlief eigentlich alles glatt. Die einzelnen Gruppen fanden auch immer für eventuelle Probleme z.B. bei Schnittstellen schnell eine Lösung.

Doch letztendlich ist es doch für jeden der größte Erfolg gewesen, wenn das gesamte Projekt auch läuft. Dann merkt man erst das sich die investierten Stunden auch gelohnt haben.

2.1.2 Edgar Krune (Gruppe 1, Tiefpassfilter)

Das Projektlabor war auch für mich eine völlig neue Erfahrung. Hier konnte man direkt sehen, worauf man im Studium hinarbeitet. Leider mussten wir feststellen, dass uns die Schaltungstechnik Vorlesung an einigen Stellen sehr geholfen hätte. Doch durch die Unterstützung der Betreuer, zum Beispiel durch den Onlinekurs, konnten die Wissenslücken schnell gefüllt werden, sodass die Entwicklung des Projektes nicht stagnierte. Durch das Projektlabor habe ich erst erfahren wie man ein Projekt dieser Art angeht und realisiert. Des Weiteren konnte ich mitnehmen wie wichtig die Diskussionen zwischen den Schnittstellen sind, die uns die Bauteil- und Schnittstellenbeauftragten abgenommen haben und uns damit entlasten konnten. Darüber hinaus hat die Gruppenarbeit großen Spaß gemacht, vor allem weil man sich wirklich auf die Mitglieder verlassen konnte. Und auch wenn die Fehlersuche beim Testaufbau sehr an den Nerven gezogen hat, überwiegt am Ende der Triumph, wenn die eigens gebaute Schaltung ihren Zweck erfüllt.

2.1.3 Ahmed Al-Mughalles (Gruppe 1, Pegelanzeige)

Um ein erfolgreicher Ingenieur zu werden, sollte man unbedingt an dieser Station anhalten. Was mir am meisten gefallen hat, der Projektmanagement. Noch ein herzlichen Dank an unseren Betreuern.

2.1.4 Li Wang (Gruppe 1, Mikrophon-Vorverstärker)

Vor diesem Projekt habe ich noch nicht so deutlich erlebt, was genau man mit Hilfe der Kenntnisse alles machen kann, die man in den Veranstaltungen lernt, und wie man die erlernten Dinge umsetzt. Und zwar hat man über dieses Praktikum sehr erfolgreich die Theorie umsetzen können. Das ist ein ganz wichtiger und interessanter Bestandteil der Uni. Und es ist auf jeden Fall auch eine gute Vorbereitung für die Bachelorarbeit und den Beruf. Für diese Erfahrung danke ich meinen Betreuern und Kommilitonen sehr. Sie haben mir oft geholfen, Probleme zu lösen, die für mich noch neu waren. Ich hoffe, dass alle Mitglieder es auch als einen großen Erfolg ansehen wie ich es tue.

2.1.5 Eugen Wolf (Gruppe 1, Tiefpassfilter)

Besonders beeindruckend war es für mich zu erleben, dass während des gesamten Projekts eine kontinuierliche, engagierte Mitarbeit aller Gruppenmitglieder zu erleben war. Dies spiegelte sich deutlich in der Selbstständigkeit und in der Selbstverständlichkeit wieder, mit der alle anfallenden Arbeiten angenommen und ausgeführt wurden; auch außerhalb der eigenen Aufgaben und außerhalb des Projektlabor-Termins.

Die Kommunikation innerhalb der Gruppe lief hervorragend: Änderungen in den Komponenten wurden umgehend an alle betroffenen Gruppenmitglieder weitergeleitet, sodass alle Mitglieder stets auf aktuellstem Stand waren. Auch die Erfahrungen mit Geräten und Hilfsmittel im Labor wurden gezielt weitergegeben. So konnten z. B. umfangreiche Fehlersuchen im Zusammenhang mit den Steckbrettern vermieden werden.

Der Ätz-Vorgang konnte dank Frau Trubels Unterstützung zügig durchgeführt werden, sodass alle Ätz-Ergebnisse auf Anhieb sehr gut verwendbar waren.

Die Schaltung ist nun nahezu fertig, sie funktioniert und bedarf nur noch geringfügiger Änderungen.

2.1.6 Paul-Philipp Knust (Gruppe 2, Dreiecksgenerator)

Für den gestressten Studenten ist das Projektlabor ein super Ausgleich zum gewöhnlichen Studienalltag. Es kann allerdings auch zur Hölle werden, wenn man acht Stunden Arbeit genauso weit ist, wie zuvor. Mit viel Disziplin und Eigeninitiative macht es aber trotzdem Spaß und der lockere Umgang mit den Betreuern und außerplanmäßige Höhepunkte, wie Frühstück vor dem Zusatztermin oder Public-Viewing im Innenhof geben dem ganzen Modul eine einzigartige Note.

Auch wenn ich manchmal lieber alles hingeschmissen hätte, war es trotzdem ein lehrreiches und interessantes Projekt. Dazu konnte die Lauffähigkeit unserer Gruppenschaltung am Ende fast alle Ärgernisse wieder kompensieren.

2.1.7 Sophie Lange (Gruppe 2, Demodulation (Filter))

Das Projektlabor ist ein sehr wichtiges Modul, da man dort durch Präsentationen und Gruppenarbeit seine Soft Skills verbessern kann und etwas über das Projektmanagement lernt, was in anderen Fächern sehr selten der Fall ist. Sozialer Kontakt spielt dabei ebenfalls eine wichtige Rolle, da man untereinander sehr viel kommunizieren muss, um das Projekt zum Laufen zu bringen und man auch gerne mal eine Party feiert, was ich sehr gut finde.

Die praktischen Erfahrungen, die man während des Projektlabors macht, haben für mich eine sehr große Bedeutung, da man erfährt wie man das erlernte theoretische Wissen in der Realität in die Praxis umsetzen kann, was einem auch die Vorstellung über die zukünftige Arbeit als Ingenieur etwas näher bringt. Sehr gut finde ich auch, dass das selbstständige Arbeiten gefördert wird und die Studenten mit der Unterstützung der Betreuer am Ende des Semesters idealerweise ein selbstentwickeltes Gerät in der Hand halten. Als Verbesserungsvorschlag empfehle ich, sich etwas einfallen zu lassen, dass die Leute öfter ins Forum schreiben, da das die Arbeit doch schneller voranbringen würde.

Alles in allem hat mir das Projektlabor, obwohl es manchmal viel Zeit und Nerven gekostet hat, sehr viel Spaß gemacht und ich möchte mich an dieser Stelle bei allen bedanken, die das Projektlabor überhaupt ermöglicht haben. Besonders danke ich unserem Betreuer Christian, der auch in den chaotischsten Zeiten immer einen kühlen Kopf bewahren konnte und uns immer zur Seite stand und außerdem Andi, der auch hin und wieder seinen Senf dazugegeben hat und immer wieder für sehr viel Spaß gesorgt hat, und zum Schluss natürlich meiner supertollen, schlaunen und fleißigen MoDem-Gruppe mit der es nie langweilig war und mit der die Arbeit zum Vergnügen wurde.

2.1.8 Erik Liebig (Gruppe 2, Demodulation (Filter))

Für mich war das Projektlabor eine gelungene Abwechslung zum theoretischen Studienalltag. Endlich konnte man auch mal wieder etwas in die Hand nehmen, außer Stiften, Taschenrechner und Papier. Die Herausforderung eigene Schaltungen zu entwickeln und sich dann im Kabelgewirr des Testaufbaus durchzuwühlen sind Bestandteile des Studiums, die man wahrscheinlich so schnell nicht vergisst und auch nicht vergessen will. Die anfangs angesprochenen 10 SWS wurden zwar meistens überschritten, dies aber auch gerne und oft. Unvergleichlich waren die Momente, in denen man nach zehn Stunden Arbeit endlich zum selbst gesteckten Ziel kam. Selbst als es Augenblicke gab, in denen man nicht weiter kam, das Team

motiviert einen immerzu und die Aufgaben wurden geschafft und man konnte in den wohl verdienten Feierabend starten!

2.1.9 Julian Utehs (Gruppe 2, Modulation(Komparator))

Ich fand das Projektlabor extrem interessant. Endlich haben wir auch mal etwas Praktisches in unserem Studium absolviert. Das Ätzen und das Bohren sowie Löten und auch Diskutieren helfen mir sehr stark weiter, mir eine Vorstellung davon zu machen, was meine Aufgabe als späterer Ingenieur sein kann. Es freut mich an Erfahrung dazu gewonnen zu haben und viel praktisches Wissen mit nach Hause nehmen zu können. Außerdem war es hilfreich Teamarbeit in zwar kleinen Teilgruppen, aber im Verbund mit einer großen Gruppe zu erleben. Zuletzt ist es natürlich auch ein riesengroßes Erfolgserlebnis, wenn die Schaltung, die man selbst konstruiert hat auch funktioniert.

2.1.10 Moustafa Raya (Gruppe 3, Laser)

Ich finde Projektlabor ganz gut und nützlich. Ich finde es aber immer am Anfang ganz viel Zeit verloren, deshalb denke ich, dass es besser ist wenn es am Anfang mehr los ist und am Ende weniger. So hat der Student mehr Zeit für die anderen Klausuren.

2.1.11 Xiang Guo (Gruppe 3, Laser)

Das Projektlabor hat sehr viel Spaß gemacht. Endlich kann man die Theorie anwenden, die man sich während dem Studium angeeignet hat.

2.1.12 Weiming Yao (Gruppe 3, Laser)

Die Veranstaltung Projektlabor ist für mich ein sehr zu empfehlendes Modul und unverzichtbar für den Studenten der Elektrotechnik. Man lernt hier eigenständiges Arbeiten an einem Projekt von der Planung bis zur Realisierung und was ganz wichtig ist, man lernt auch, dass das Einhalten des Zeitplans sehr wichtig ist. Zusätzlich kann man im Team arbeiten und ein bisschen feiern. Negativ finde ich, dass der Zeitplan so straff gestaltet ist und das man sehr viel Zeit in die Arbeit investieren muss.

2.1.13 Pochang Su (Gruppe 3, Laser)

Projektlabor finde ich ganz super. Bis soweit habe ich so viel gelernt, obwohl am Anfang wir alle das Projekt nicht so klar verstanden haben, wie man es realisieren lässt. Über Projektmanagement, Teamarbeit, Schnittstellen, Kommunikation etc. haben alle Studenten echt selbst teilgenommen. Unser Tutor Andi ist auch so geil. Er hat uns immer positiv motiviert damit wir den Mut weiter durchzulaufen haben. Zusatztermine sind immer so aufwendig, aber wir haben uns immer gesprochen, weiter für unsere Aufgabe zu erschöpfen. Auf jeden Fall glaube ich Projektlabor immer am besten.

2.1.14 Christian Kohlmeier (Gruppe 3, Laser)

Das Projektlabor finde ich sehr gut, da man ein selbst entwickeltes Projekt verwirklichen kann was besser ist als ein Projekt das von Professoren oder anderen diktiert wird. Die Zusammenarbeit in kleinen Gruppen ist optimal jeder bekommt ein kleines teil des Projekts und am ende ergibt es ein großes ganzen, man sieht dann

was man geleistet hat und das ist wichtig. Der Zeitplan ist straff was der wenigen zeit geschuldet ist aber es sollten zwischenzeitlich schon einmal kleine Gruppen übergreifende Stöpseltermine geben um alles besser aufeinander abzustimmen. Im Großen und Ganzen ist das Projektlabor hervorragend.

2.1.15 Mohamed Haj Hassan (Gruppe 3, Laser)

Ich finde das Projektlabor sehr gut und wichtig. Ich habe viele neue Sachen gelernt, wie sie funktioniert, wie kann man sie benutzen, wie werden wir später mit den anderen arbeiten. Ich dachte jeder macht sein Projekt allein, aber das war ganz anders. Jeder nimmt ein Teil und beschäftigt sich damit. Am Anfang war das Projektlabor sehr schlimm, ich war durcheinander, ich wusste nicht, was soll ich tun, wie werde ich meine Schaltung finden. Aber langsam findet man die Lösung. Am Ende hat es richtig Spaß gemacht, aber vorher hatte es nix mit Spaß zu tun. Der Betreuer war wie ein Bruder für uns, er war sehr nett und hat viel Geduld auf faulen Studenten. Und ich habe auch neue Sprache kennen gelernt und zwar die bayerische Sprache. Negativ finde ich den Zeitplan.

2.1.16 Matthias (Gruppe 4)

Das Projektlabor stellt im Studium die erste Möglichkeit dar etwas Eigenes zu entwickeln und fertig zu stellen. Dieses Erlebnis war sehr interessant und ich habe viel dabei gelernt. Die Betreuer sind eine wertvolle Hilfe, ohne dass sie sich zu sehr in den Ablauf einmischen. Somit kann man frei arbeiten und seinen kreativen Ideen freien Lauf lassen.

Nachteilig hat sich der Mangel an Fachwissen ausgewirkt, welcher erst im Laufe des Semesters durch entsprechende Module ausgeräumt werden konnte. Zudem sind im Laufe des Projektes Probleme aufgetreten aus denen zusätzliche Aufgaben entstanden, welche am Projektbeginn noch nicht erkennbar waren. Diese Aufträge hätten besser aufgeteilt werden können.

Insgesamt ist das Projektlabor jedoch sehr positiv zu bewerten da man einen Einblick in die zukünftigen Aufgaben erhielt und auch fachübergreifende Aufgaben zu lösen hatte. Mein besonderer Dank gilt den Betreuern die uns auch bis spät am Abend unterstützt haben.

2.1.17 Paul Gündel, Entwicklung (Gruppe 4)

Das Projektlabor verschaffte mir einen guten Einblick in die Welt der realen Elektrotechnik im Gegensatz zur doch zu Weilen trocken Theorie der Elektrotechnik. Es war eine willkommene Abwechslung des Ganzen und sollte schon viel früher angeboten werden. Es schafft Lust auf mehr. Einen einzigen kleine Haken hat das Projektlabor aber doch, der exorbitante Zeitaufwand schlaucht schon sehr und lässt leider wenn man nicht richtig aufpasst wenig Zeit übrig für die anderen Kurse die man sonst so noch belegt. Ansonsten ist es echt nur weiterzuempfehlen, man lernt echt eine ganze Menge dabei.

2.1.18 Dengke Ye (Gruppe 4)

Meiner Meinung nach, dass das Projektlabor sehr nützlich und zwingend erforderlich für uns ist. An der Uni wird oft nur das theoretische Wissen angeeignet. Bei dem Projektlabor wird die Theorie mit dem praktischen Wissen ergänzt. Das Projektlabor



fördert uns die Umsetzungsfähigkeit der Theorie in Praxis. Natürlich stehen auch Teamarbeit und selbstständige Mitarbeit bei diesem Projekt an der ersten Linie.

2.1.19 Jinlong Cai (Gruppe 4)

Ich finde, dass das Projekt mir lustig und interessant ist. Ich bin jetzt im 4.Semester. In den letzten drei Semestern habe ich schon viele Wissen und Theorien gelernt. Aber ich weiß nicht, wie diese Wissen und Theorien im praktischen Leben verwendet wird. Im Projektlabor kann ich einen reellen Artikel mit dem Wissen erzeugen, die ich schon gelernt habe.

3 Entwicklung

3.1 Schnittstellen

In der folgenden Abbildung sind alle Schnittstellen zwischen den Gruppen definiert.

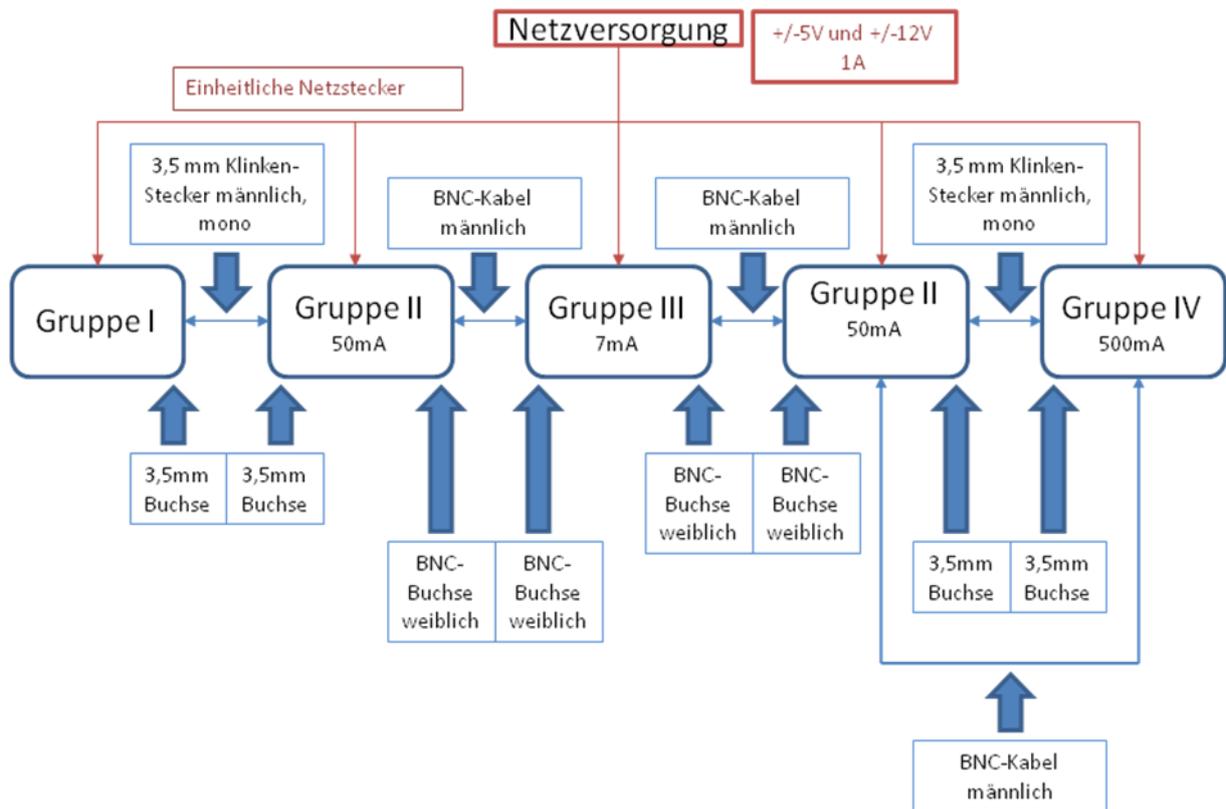


Abbildung 3: Schnittstellen zwischen allen Gruppen

3.2 Bedienungsanleitung

Eine kurze Erläuterung zur Bedienung des Teelasers.....

4 Gruppe 1 - Mikrofon, Verstärker und Filter

4.1 Aufgabenbeschreibung

Unsere Gruppe war für den ersten Teil vom Telelaser verantwortlich. Das Sprachsignal durch eine Schaltung zu übertragen, verstärkt sowie zu filtern war unsere Aufgabe. Zusätzlich wurde eine Pegelanzeige hinzugefügt um die Verstärkung zu überprüfen und dann mittels Potentiometer gegebenenfalls nachzuregeln. Die Qualität der Kommunikation über den Telelaser ist direkt von dieser Schaltung abhängig. Deswegen ist unsere Aufgabe entscheidend für alle folgenden Gruppen.

Dabei besteht das Teilprojekt aus vier Elementen:

- Mikrofon
- Vorverstärker
- Tiefpass-Filter
- Pegelanzeige

Es wurden dazu zwei Platinen entworfen. Erstens eine für das Mikrofon, den Vorverstärker und den Filter, sowie eine zweite Platine für Pegelanzeige.

Grundlegend wird in unserer Schaltung ein $\pm 5\text{mV}$ Signal vom Mikrofon über den Vorverstärker auf $\pm 2.5\text{V}$ verstärkt. Die Verstärkung beträgt ca. 500. Danach wird das Signal, mittels des Tiefpass-Filters für Frequenzen über 10kHz gedämpft, womit diese dann entfallen. Das Signal ist nun fertig vorbereitet und wird dann zur Gruppe 2, als auch zur Pegelanzeige für die Überprüfung weitergeleitet. Auf der Pegelanzeige wird das Signal über 8 LEDs dargestellt, welche die Stärke des Signals direkt anzeigen. Dadurch kann anschließend das Sprachsignal über das Potentiometer beim Verstärker nachgeregelt werden.

4.2 Blockschaltbild

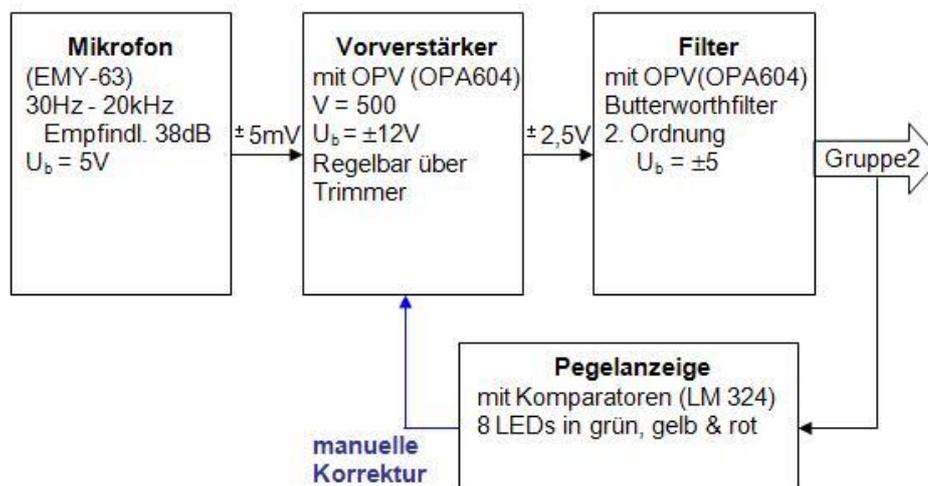


Abbildung 4: Blockschaltbild der Gruppe 1

- Schaltung liefert Signal mit 2,5V Amplitude mit $f < 10$ kHz
- Schaltung arbeitet mit $\pm 5V$ bis $\pm 12V$ Betriebsspannung

4.3 Mic-Verstärker

Dieses Teilprojekt sollte ein Mikrofon und einen anschließenden Vorverstärker realisieren, womit ein Sprachsignal aufgenommen und auch anschließend verstärkt wird. Dabei war einiges zu beachten, dass dies auch für unsere Anforderungen gerecht ausgeführt wird. Zuständig dafür waren Li Wang und Daniel Strommenger.

4.3.1 Funktionsweise

Das Mikrofon kann selber als ein Sensor aufgefasst werden, welcher Schallwellen über einen elektrischen Wandler direkt in ein analoges Signal umwandelt. Heute zu Tage wird dies meist über einen Kondensator realisiert, welcher über eine Membran, die bei Schalleinwirkung schwingt, seinen Plattenabstand und somit auch seine Kapazität ändert.

Weiterhin sei noch zu erwähnen, dass Mikrofone meist einen eingebauten Verstärker besitzen, welcher jedoch nur den Strom des Signals verstärkt. Er ist also ein Impedanzwandler, der das Signal für eine möglichst störungsarme Übertragung vorbereitet.

Da wir für unsere Anwendung keine besondere Klangqualität brauchen und ein kleines und günstiges Mikrofon sinnvoller ist, entschieden wir uns für ein Elektret-Mikrofon.

Der anschließende Vorverstärker ist für eine Spannungsverstärkung zuständig, da das Mikrofonsignal im mV Bereich meist unbrauchbar für weitere Bearbeitung ist.

Dies kann natürlich mittels Transistorschaltungen realisiert werden, welche jedoch schnell komplex erscheinen aber dafür eine gute rauschfreie Verstärkung liefern. Heut zu Tage wird aber meist ein Operationsverstärker (OPV) dafür benutzt. Dieser liefert auch gute Ergebnisse und ist außerdem leicht zu verschalten als „Invertierender Verstärker“ siehe Bild 1. Hier wird die Verstärkung direkt über die Widerstände per Gegenkopplung geregelt.

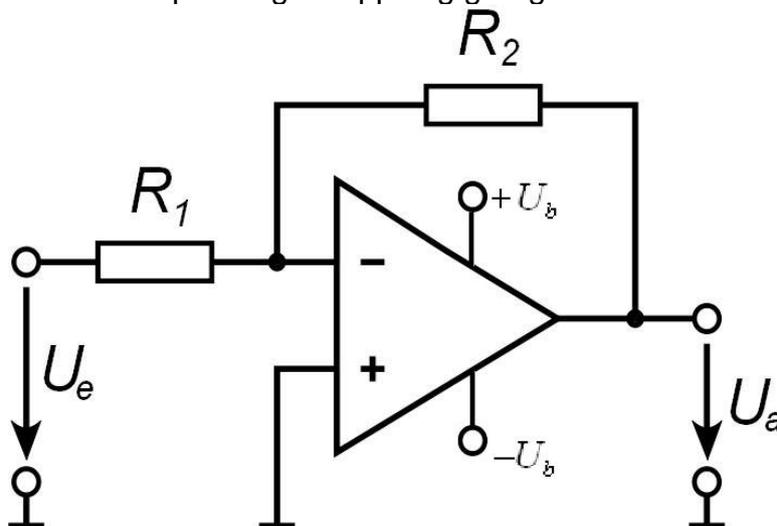


Abbildung 5: Invertierender Verstärker

$V = -\frac{R_2}{R_1}$ (das Minus entsteht, weil das Signal am invertierenden Eingang angeschlossen ist)

Für diese Variante entschieden wir uns dann auch.

4.3.2 Entwurf

Mikrofon

Für unser Mikrofon wählten wir das EMY63 (von Conrad) aus. Es hat einen Frequenzbereich von 30 bis 20kHz, eine Empfindlichkeit von 38dB und arbeitet mit 3 bis 10V Versorgungsspannung.

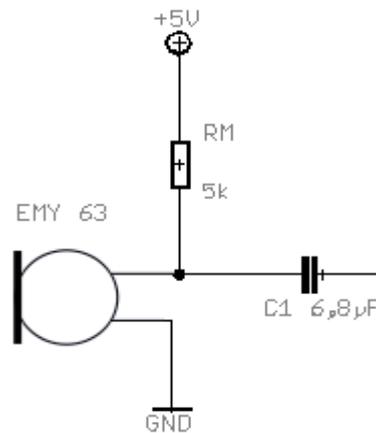


Abbildung 6: Mikrofonschaltung

Das Mikrofon selber benötigt ca. 1mA Strom zum Arbeiten, daher wird der Widerstand bei 5V auf 5kΩ dimensioniert. Weiterhin muss nach dem Mikrofon ein Kondensator geschaltet werden um den Gleichspannungsanteil des Signals, welcher durch die Betriebsspannung verursacht wird, heraus zu filtern. Dieser wurde typisch für Audioanwendungen mit 6,8µF gewählt. Nun liefert uns das Mikrofon ein 5mV Signal bis 20kHz.

Verstärker

Bei der Verstärker bzw. OPV Auswahl gab es einige Kriterien bei der Auswahl:

1. Der OPV muss mit $\pm 5V$ oder $\pm 12V$ als Betriebsspannung arbeiten können.
2. Da wir mit Spannungen im mV-Bereich arbeiten muss der OPV bereits bei sehr kleinen Spannungsänderungen an seinem Eingang reagieren.
3. Weiterhin muss der OPV das Signal bis 10kHz konstant mit dem Faktor 500 verstärken. Dies kann man direkt aus dem GBW-Wert (Gain-Bandwidth) im Datenblatt erkennen. Dieser gibt das Produkt aus der Grenzfrequenz zur Verstärkung an. Für uns käme dann ein Wert von mindestens 5MHz ($f_g \cdot V = 10kHz \cdot 500 = 5MHz$) in Frage.

Wir wählten zuerst den LT1636 aus, welcher jedoch die 3. Forderung nicht erfüllte, wie wir später bei der Simulation merkten. Dann entschieden wir uns für den OPA604, welcher auch beim Filter eingesetzt wurde und alle Forderungen erfüllt. Beim Betrieb mit $\pm 5V$ stellten wir bei dem Testaufbau fest, dass der Verstärker nicht voll verstärkt, was jedoch bei $\pm 12V$ problemlos klappte. Deswegen arbeiteten wir mit $\pm 12V$ weiter.

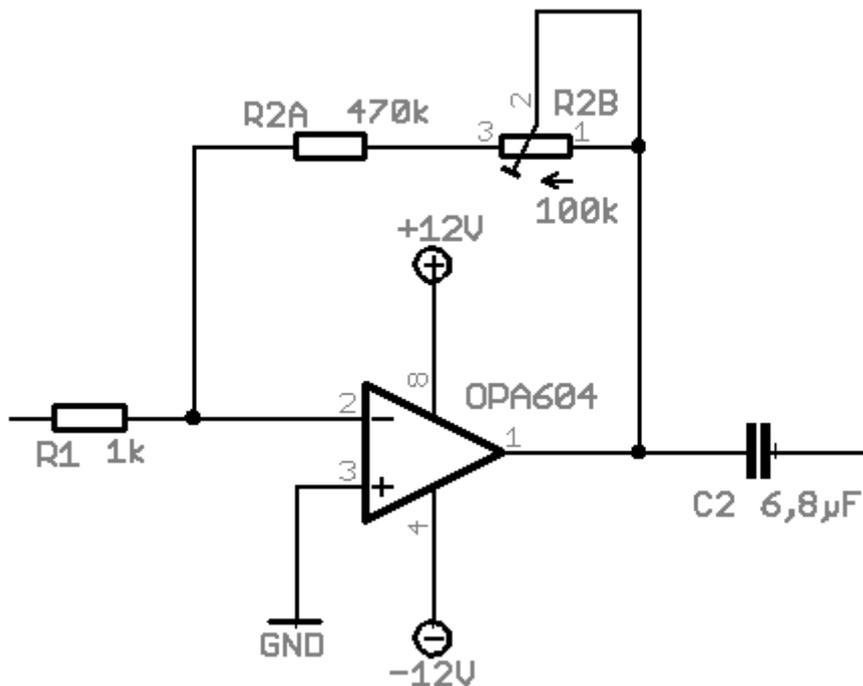


Abbildung 7: Verstärkerschaltung

Hier mussten letztendlich nur die Widerstände dimensioniert werden, um eine Verstärkung von 500 zu realisieren. Der Kondensator dient wie beim Mikro nur dazu um eventuell auftretende Gleichspannungsanteile herauszufiltern.

R_1 wurde hier als $1k\Omega$ gewählt, daraus resultiert dann ein nötiger R_2 von $500k\Omega$, jedoch wurde dieser über einen Widerstand von $470k\Omega$ und ein Potentiometer mit $100k\Omega$ in Reihe realisiert. Dadurch kann der Verstärker noch leicht nachgeregelt werden.

4.3.3 Simulation

Bei der Simulation wurde das Mikrofon vereinfacht als Sinusquelle aufgefasst. Betrachtet wurden, die Zeitverläufe der Ausgangsspannung bei $100Hz$ und $10kHz$, was in etwa unsere Grenzen vom Frequenzbereich darstellt.

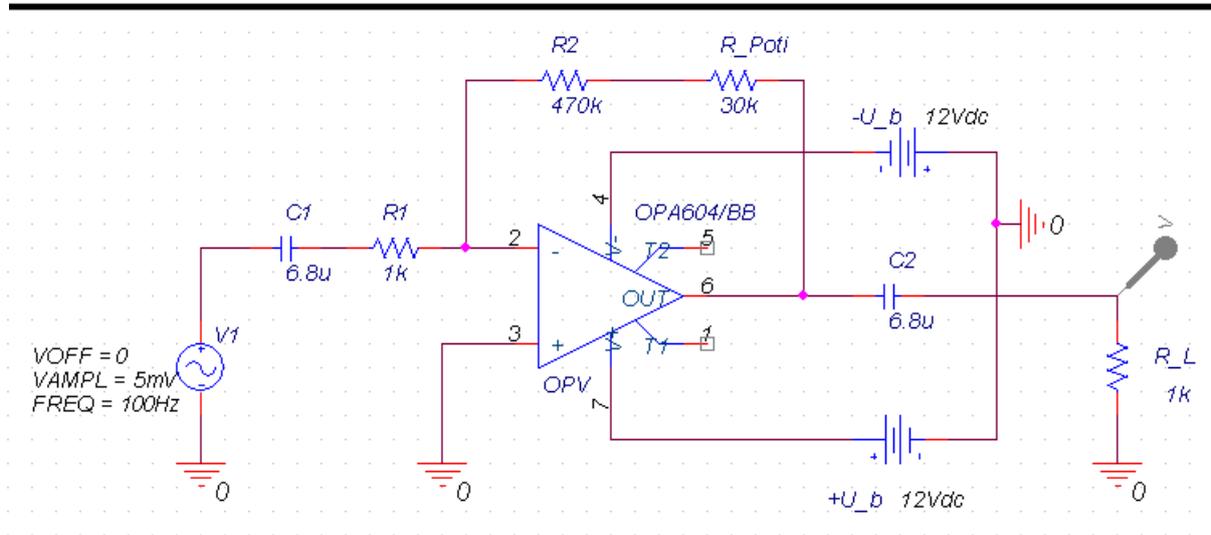


Abbildung 8: Simulationsschaltung

Simulationen im Zeitbereich

Bei 100Hz liegt etwa die untere Grenze des von uns betrachteten Frequenzbereiches. Zu sehen ist das bis ca. 10ms nach dem Einschalten die Schaltung sich einschwingt, also noch kein gleichmäßiger Verlauf zu beobachten ist. Der Grund dafür ist der OPV, welcher diese geringe Einschwingzeit verursacht. Jedoch ist dies für unsere Anwendung irrelevant, da die 10ms zu gering sind, als dass sie bei einer Sprachübertragung eine Rolle spielen.

Weiterhin ist zu sehen, dass die gewünschte Verstärkung auf 2,5V nicht voll erreicht wird. Die Ursache wird später beim Frequenzgang erläutert. Allerdings ist dies nicht weiter tragisch, da die folgenden Gruppen mit einem Signal über 2,5V nicht arbeiten können. In der praktischen Ausführung wird dies über ein Potentiometer genau nachgeregelt.

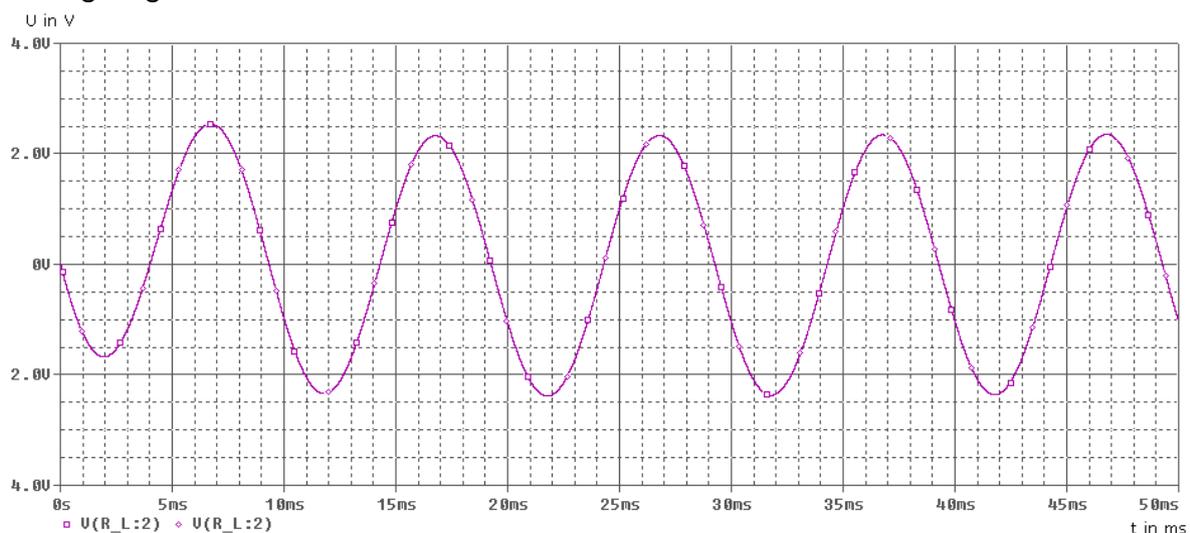


Abbildung 9: Zeitverlauf bei 100Hz

Der Verlauf bei 10kHz ist annähernd gleich zu dem von 100Hz. 10kHz sind die obere Grenze des betrachteten Frequenzbereiches, da alle höheren Frequenzen bereits

gefiltert werden. Die Einschwingzeit ist hier kaum zu sehen und liegt im Bereich von einigen μs . Auch hier werden die vollen 2,5V nicht erreicht.

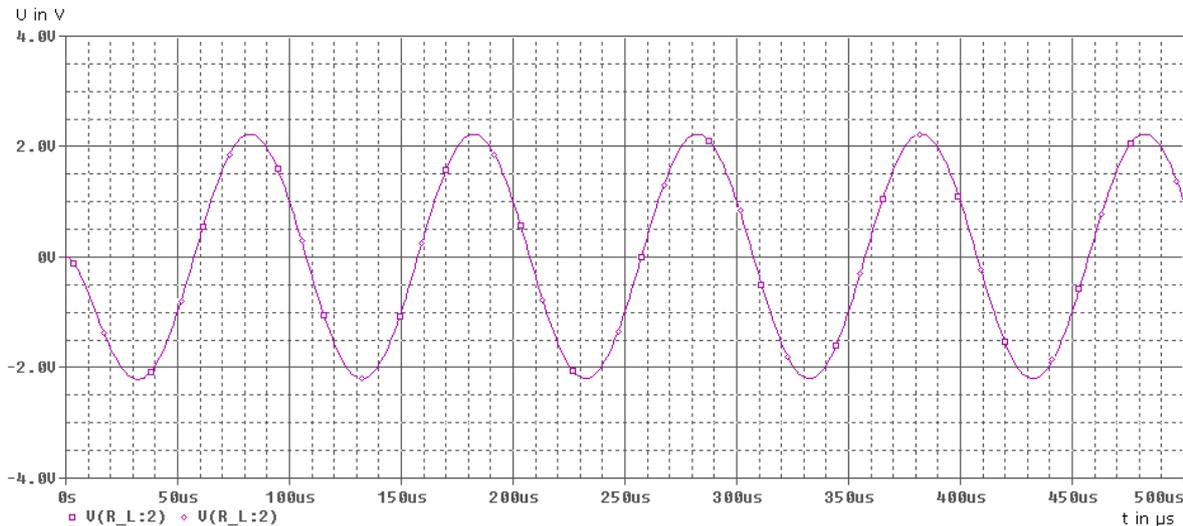


Abbildung 10: Zeitverlauf bei 10kHz

Simulationen im Frequenzbereich

Für die folgenden Simulationen im Frequenzbereich wird die obige Schaltung aus Bild 4 verwendet mit dem Unterschied, dass wir eine AC-Spannungsquelle verwenden statt der Sinusquelle. Dies ist für eine Simulation mit „AC Sweep/Noise“ nötig.

Nun wurde der Frequenzgang (Verstärkung V zu f) und Phasengang (Phasenwinkel φ zu f) für 20Hz bis 100kHz dargestellt. Dabei sei noch zu erwähnen, dass der Frequenzgang in dB dargestellt ist, d.h. 54dB entsprechen unserer Verstärkung von 500.

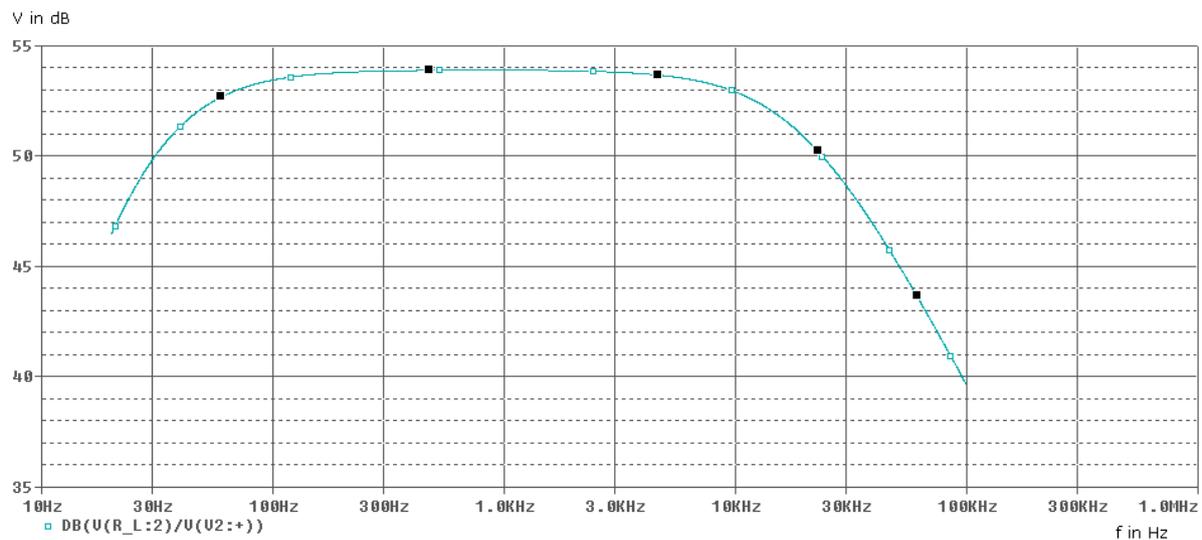


Abbildung 11: Frequenzgang

Zu sehen ist beim Frequenzgang eine Abweichung von den geforderten 54dB bei Werten unter 100Hz sowie über 10kHz, diese sind jedoch minimal. Die Grenzfrequenz (-3dB Abweichung von 54dB) liegt bei ca. 20kHz. Was eigentlich klar ist nach dem oben berechneten GBW-Wert für unseren OPA604 von 10Mhz, ist bei über 20kHz keine Verstärkung von 500 mehr möglich. Bei Abweichungen unter 100Hz, sieht man den Einfluss der Kondensatoren, welche den niederfrequenten Spannungsanteil filtern. Da also unserer Frequenzbereich bis 10kHz nahe zu konstant ist, eignet sich der OPV gut für unsere Zwecke.

Der Phasengang liegt ca. -180° und bleibt auch in unserem Bereich bis 10kHz zwischen -160° bis -200° . Der Phasengang gibt letzt endlich die Verzögerung des Ausgangssignals zum Eingangssignal an. Es kann also laut Simulation maximal eine Verzögerung von ca. 22ms auftreten, dies ist aber bei einer Sprachübertragung zu vernachlässigen. Daher ist der Phasengang für uns irrelevant.

4.3.4 Testaufbau

Beim Testaufbau kamen doch einige Fehler zum Vorschein. Die Spannungsversorgung musste auf $\pm 12V$ angehoben werden. Da der Verstärker das Signal bei ca. 2V abschnitt, wenn er mit $\pm 5V$ lief. Weiterhin kostet das Steckbrett viel Zeit und Nerven, da durch einige Misinterpretationen der Verbindungen einige Kontakte nicht verbunden waren. Aber es gab auch Fehler die auf Grund von schlechtem Material resultierten. Zum Beispiel hatten die Klemmen wo die Betriebsspannung abgegriffen wurde teilweise kein Kontakt. Letzt endlich wurden nach einigen Stunden Arbeit alle Fehler gefunden und umgangen.

Was leider auch bei Testaufbau auffiel, war die Regelung der Schaltung, welche mehr von Mikroabstand zum Mund abhing als vom Potentiometer. Dies kann aber später noch durch austauschen der Widerstände und Potentiometer verbessert werden.

Ansonsten traten keine schwerwiegenden Fehler auf und es konnte geätzt werden.

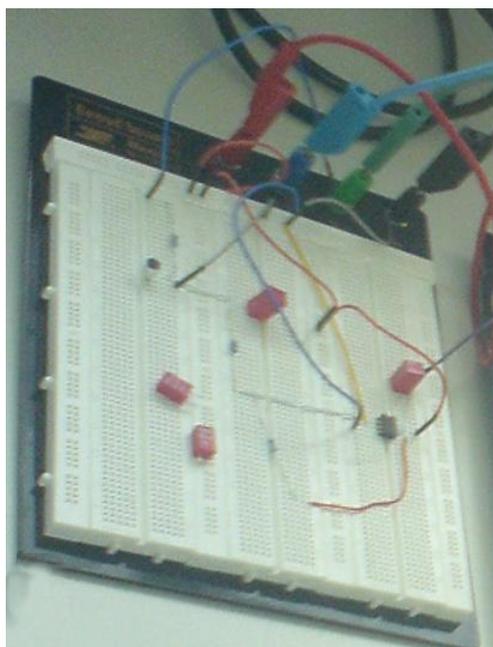


Abbildung 12: Testaufbau

4.3.5 Platine

Zuerst musste natürlich das Layout angefertigt werden. Dabei sei zu erwähnen das Filter und Verstärker auf eine Platine positioniert wurden, während die Pegelanzeige auf eine extra Platine kam. Einige Bestandteile wurden natürlich nicht auf die Platine gesetzt, sondern ausgelagert. Darunter fielen das Mikrofon und das Potentiometer.

Weiterhin mussten Spannungsversorgung nach einer 5 poligem Vorgabe beachtet werden, sowie ein extra Spannungsanschluss für die Pegelanzeige im 5V und Masse/GND (0V). Die Platine wurde einseitig ausgeführt (nur Bottom-Layer).

Das Foot-Print für die Klinkenbuchsen, welche das Signal zu anderen Platinen weitergaben, musste selber entworfen werden, da es nicht in der Bauteilliste von Eagle zu finden war.

Da die Platine für Verstärker und TP-Filter ausgeführt wurde wird diese später noch genauer in der gesamten Schaltung dargestellt.

4.4 TP-Filter

4.4.1 Filterwahl

Durch die Wahl des Lasers zur Signalübertragung wurde beim Schnittstellentermin die maximal übertragbare Frequenz auf $f_g = 10\text{kHz}$ festgelegt. Des Weiteren wird eine Dämpfung von 40dB pro Frequenzdekade im Sperrbereich gewünscht, was einem Tiefpass zweiter Ordnung entspricht. Im Durchlassbereich wird ein maximal flacher Verlauf des Betragsfrequenzganges gebraucht, um die Signalanteile hörbarer Frequenzen nicht zu verändern.

Aus den Filteranforderungen ergibt sich die Wahl des Butterworthfilters 2.Ordnung mit der Grenzfrequenz $f_g = 10\text{kHz}$. Der Butterworthfilter hat im Durchlassbereich einen monotonen Verlauf und einen steileren Übergang des Betragsfrequenzganges in den Sperrbereich nach der Grenzfrequenz als ein Besselfilter oder ein Tiefpass mit kritischer Dämpfung.

4.4.2 Entwurf

Zunächst werden aus einer Tabelle [1] die Filterkoeffizienten des gewählten Filters entnommen und in die allgemeine Übertragungsfunktion eingesetzt. Die Gleichstromverstärkung wird an dieser Stelle auf $A_0 = -1$ festgesetzt, was in der Schaltungswahl später begründet wird:

$$A(P) = \frac{A_0}{1 + \sqrt{2}P + P^2} = \frac{-1}{1 + \sqrt{2}P + P^2} \quad \text{mit} \quad P = \frac{j\omega}{\omega_g}$$

Mit Hilfe von Maple ergibt sich der folgende Verlauf des Betragsfrequenzganges:

$$|A(f)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{4\pi^2 f^2}{\omega_g^2}\right)^2 + \frac{8\pi^2 f^2}{\omega_g^2}}}$$

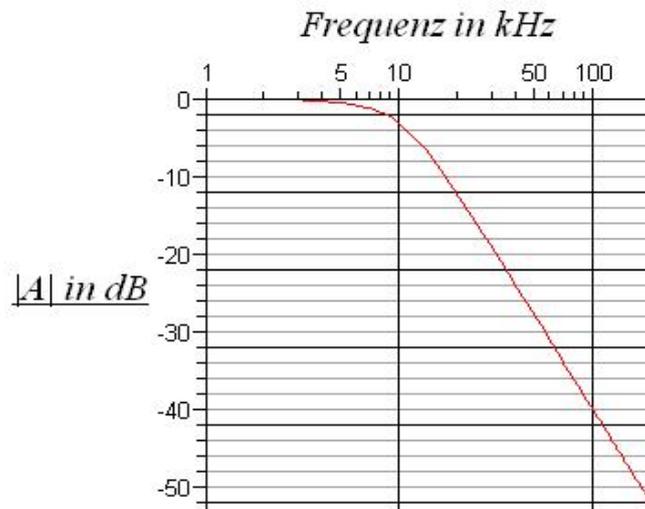


Abbildung 13: Amplitudenfrequenzgang

Ein Filter lässt sich durch verschiedene Schaltungen realisieren. Auch diese lassen sich diversen Nachschlagewerken entnehmen. Bei der an dieser Stelle gewählten Schaltung handelt es sich um ein aktives Tiefpassfilter 2.Ordnung mit Mehrfachgegenkopplung.

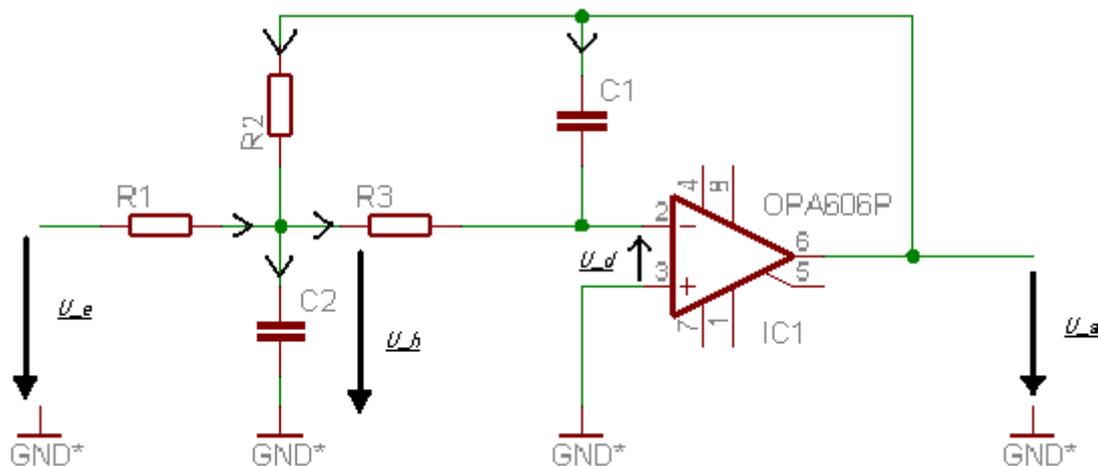


Abbildung 14: Aktives Tiefpassfilter 2.Ordnung mit Mehrfachgegenkopplung

Berechnung der Übertragungsfunktion[3]:

Vereinfachung: $U_d = 0$ (Idealer OPV)

Knoten 1:

$$\frac{U_e - U_h}{R_1} + \frac{U_a - U_h}{R_2} - U_h j\omega C_2 - \frac{U_h}{R_3} = 0$$

$$\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_a}{R_2} - U_h \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + j\omega C_2 + \frac{1}{R_3} \right) = 0$$

Knoten 2:

$$\frac{U_h}{R_3} + U_a j \omega C_1 = 0 \quad \underline{U_h} = -j \omega C_1 R_3 \underline{U_a}$$

Knoten 2 in Knoten 1 eingesetzt:

$$\frac{U_\varepsilon}{R_1} + \frac{U_a}{R_2} + j \omega C_1 R_3 \underline{U_a} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + j \omega C_2 + \frac{1}{R_3} \right) = 0$$

$$\frac{U_a}{U_\varepsilon}(j \omega) = \frac{-\frac{1}{R_1}}{j \omega C_1 R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + j \omega C_2 + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{1}{R_2}} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + j \omega (R_2 R_3 C_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)) + (j \omega)^2 R_2 R_3 C_2 C_1}$$

Mit $P = \frac{j \omega}{\omega_g}$ folgt: $A_{TP}(P) = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \omega_g R_2 R_3 C_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) P + \omega_g^2 R_2 R_3 C_2 C_1 P^2}$

$$A_{TP}(P) = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \omega_g C_1 \left(\frac{R_2 R_3}{R_1} + R_2 + R_3 \right) P + \omega_g^2 R_2 R_3 C_2 C_1 P^2}$$

Da die Schaltung den gewünschten Frequenzgang aus Schritt 1 haben soll, müssen die beiden Übertragungsfunktionen übereinstimmen. Dies führt zu einem Koeffizientenvergleich, wodurch die Dimensionierung der Schaltung erfolgen kann. Für die Bauteile ergeben sich damit folgende Gleichungen[2]:

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4 C_1 C_2 b_1 (1 - A_0)}}{4 \pi f_g C_1 C_2}, \quad R_1 = -\frac{R_2}{A_0}, \quad R_3 = \frac{b_1}{4 \pi^2 f_g^2 C_1 C_2 R_2}$$

An dieser Stelle sei daran erinnert, dass die Gleichstromverstärkung im ersten Schritt auf $A_0 = -1$ festgesetzt wurde. Dies erscheint nun plausibel, da für den Widerstand R_1 sich sonst kein positiver Wert bilden würde! Nun werden handelsübliche Kapazitäten $C_1 = 10\text{nF}$ und $C_2 = 47\text{nF}$ vorgeben, wodurch sich die Widerstände berechnen lassen zu: $R_1 = 680\Omega + 10\Omega$, $R_2 = 680\Omega + 10\Omega$, $R_3 = 680\Omega + 100\Omega$.

4.4.3 Schnittstellen

In der dimensionierten Schaltung ist die Versorgung des OPVs als Schnittstelle aufzuführen. Diese muss gewährleisten, dass die verstärkte Differenzspannung nicht durch die Betriebsspannung begrenzt wird. Da mit einer Eingangsspannung von $\pm 2.5\text{V}$ zu rechnen ist und der Betrag der Gleichstromverstärkung 1 ist, reicht eine für OPVs übliche Betriebsspannung von $\pm 5\text{V}$.

Für die Übertragung von Audiosignalen werden zusätzliche Anforderungen an den OPV gestellt wie geringes Rauschen, hohe Bandbreite, Klirrrarmut oder hohe Steigzeit. Der unter [4] empfohlene und für Audiosignale ausgelegte OPA 604 AP hat

eine geeignete Betriebsspannung von +/- 5V bis +/- 24V und erscheint mit 2,40€ relativ preiswert.

4.4.4 PSPICE-Simulation

Zunächst wurde die dimensionierte Schaltung in PSPICE eingegeben. Dabei wurden die realen Widerstände $680\Omega + 10\Omega$ (bzw. $680\Omega + 100\Omega$) zu einem Widerstand von 690Ω (bzw. 780Ω) zusammengefasst. Der OPA604 wird mittels den Gleichspannungsquellen V_{R1} und V_{R2} und auf die beim Schnittstellentermin vereinbarte Betriebsspannung von +/- 5V eingestellt. Das vom Verstärker empfangene Signal wird hier von der Wechselspannungsquelle V_1 geliefert. Die an die Schaltung angehängte Last wurde von Gruppe 2 auf $R_{Last} = 2,1k\Omega$ beziffert und in die Schaltung eingebaut.

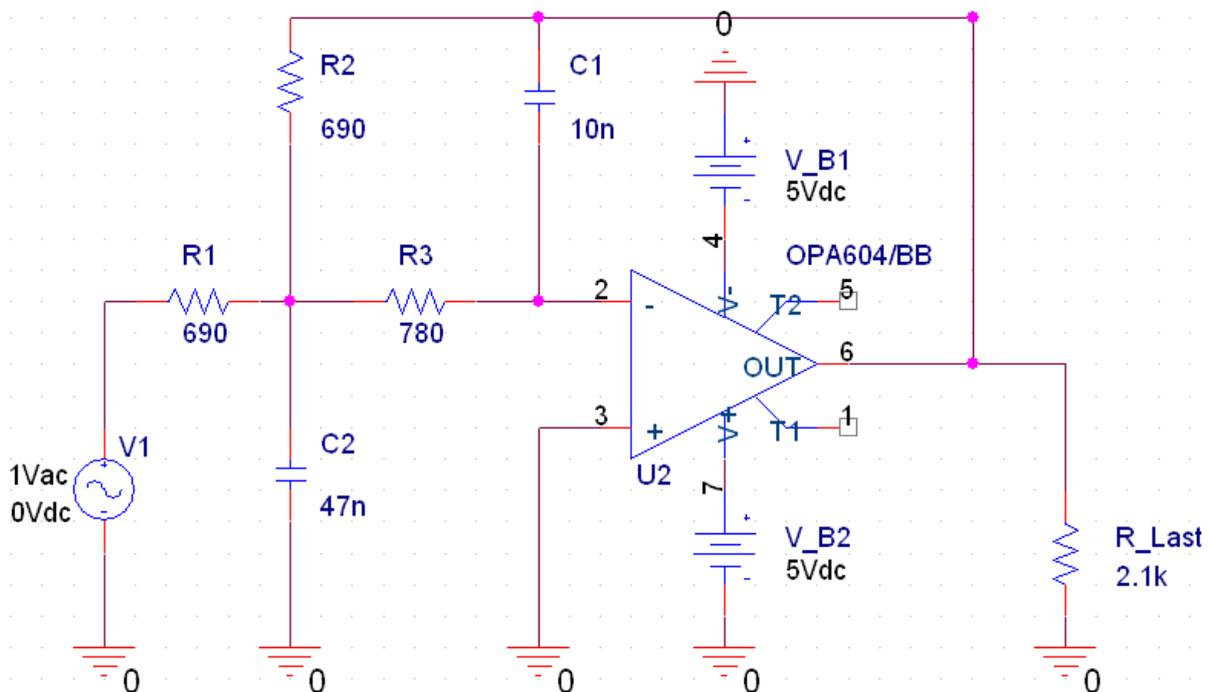


Abbildung 15: Schaltung

Die wesentlichen Charakteristiken eines Filters zeigen sich in einem Bodediagramm. Dieses besteht aus einem Amplituden- und einem Phasengang. Eine weitere wichtige Eigenschaft eines Filters ist die Sprungantwort, auf die aber im weiteren Verlauf nicht näher eingegangen wird, da das Filter mit Audiosignalen arbeitet, die keine Sprünge aufweisen.

Zur Bestimmung des Bodediagramms wurde ein AC-Sweep im Bereich von 10Hz-1MHz durchgeführt und die am Lastwiderstand R_{Last} ankommende Spannung gemessen.

Es ergab sich damit folgender Amplituden- und Phasengang:

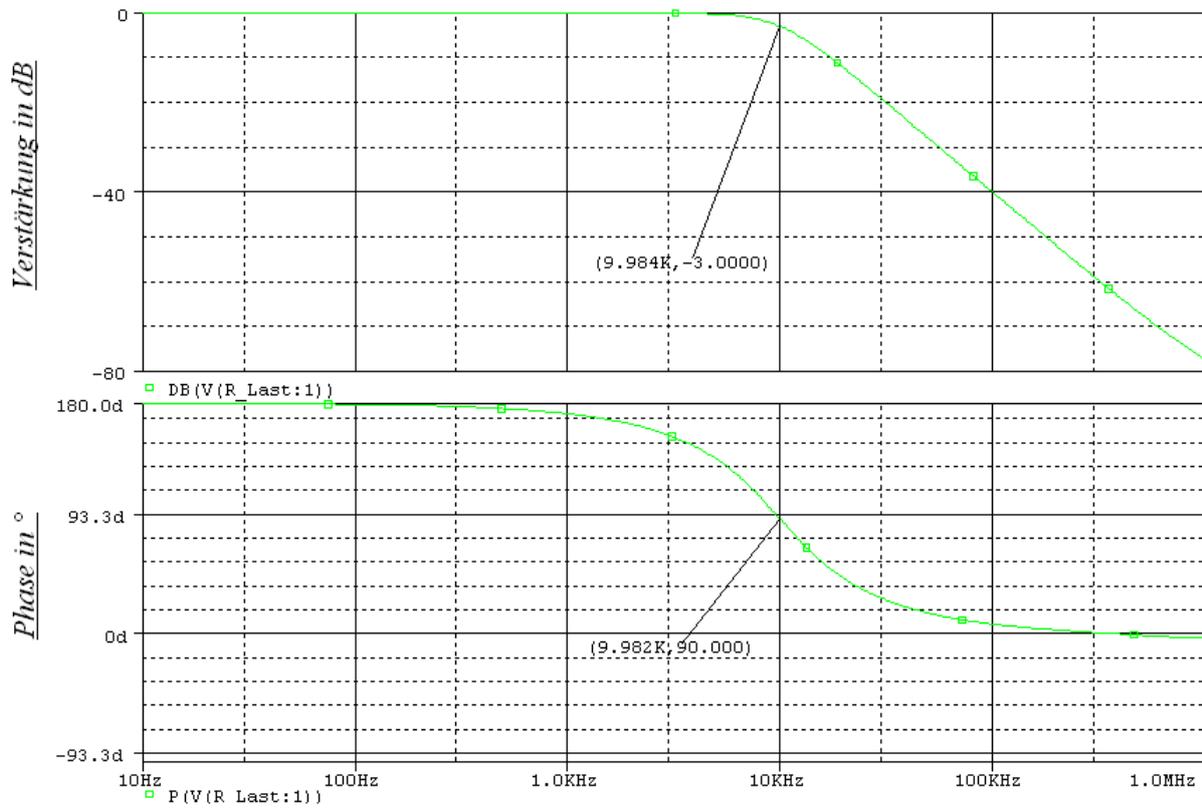


Abbildung 16: Bodediagramm

Im Amplitudengang (obere Abbildung) zeigt sich im Durchlassbereich ein maximal flacher Verlauf und im Sperrbereich eine Dämpfung von 40dB/Dekade. Die Grenzfrequenz von 3dB ist in der Abbildung markiert und befindet sich bei $f_g = 9,984\text{kHz}$.

Im Phasengang (untere Abbildung) erkennt man, dass Signale im Durchlassbereich um 180° phasenverschoben werden, während die Phasenverschiebung nahe der markierten Grenzfrequenz 90° beträgt und im Sperrbereich weiter abfällt. Im für uns interessanten Durchlassbereich werden die Signalanteile, je nach Frequenz, also um 90° bis 180° gedreht. Die maximale relative Phasenverschiebung der Signale beträgt damit zwischen den niederen Frequenzen und der Grenzfrequenz $180^\circ - 90^\circ = 90^\circ$. Die Form der Audiosignale wird durch diese geringe Laufzeitänderung jedoch nicht nennenswert verändert und die Phasenverschiebung bleibt für unsere Zwecke irrelevant.

Im Folgenden wird das Verhalten der Schaltung im Zeitbereich simuliert. Die Spannungsquelle V_1 liefert nun ein Sinussignal der Amplitude 1V. Zunächst wird für den Durchlassbereich die Frequenz $f = 1\text{kHz}$ gewählt und eine Transient-Analyse durchgeführt.

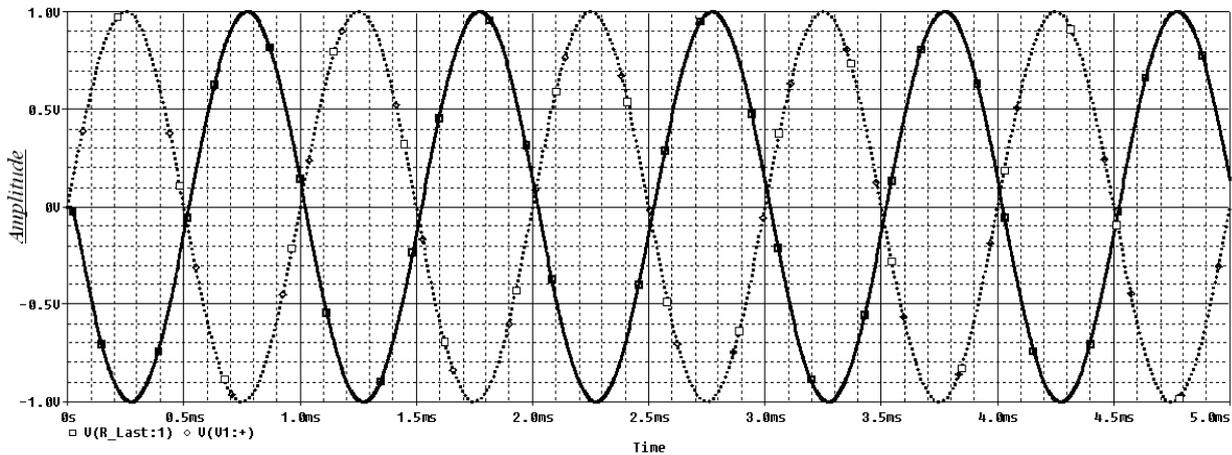


Abbildung 17: Schaltungsverhalten bei $f = 1\text{kHz}$

Wie man der Abbildung entnehmen kann, kommt das gestrichelt gezeichnete Eingangssignal um 180° phasenverschoben am Lastwiderstand an. Das Signal wird also wie beabsichtigt nicht gedämpft. Nun wird die Frequenz auf die Grenzfrequenz eingestellt und nochmals simuliert.

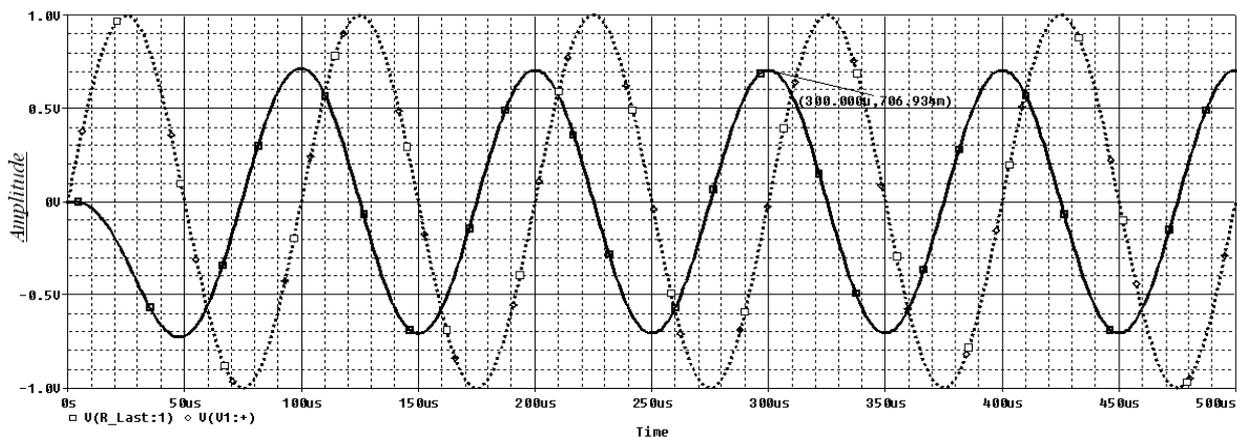


Abbildung 18: Schaltungsverhalten an der Grenzfrequenz

Auch hier wird die Theorie bestätigt. Die Amplitude am Lastwiderstand ist auf das in der Abbildung markierte Maximum von 0.707V abgefallen, was 3dB entspricht. Auch die Phasenverschiebung beträgt wie durch das Bodediagramm erwartet wurde nur noch 90° .

4.4.5 Auswertung

Die Simulation bestätigte in allen Punkten die Theorie. Die minimale Abweichung von der Grenzfrequenz ist auf die abgerundeten Widerstandswerte zurückzuführen und ist insbesondere im Hinblick auf die Bauteiltoleranzen vernachlässigbar. Der Amplitudengang entspricht dem theoretischen Verlauf. Die unerwünschte auftretende

Phasenverschiebung ist für Audiosignale irrelevant. Das Filter erfüllt damit seine Aufgabe und ist für unser Projekt geeignet.

4.4.6 Inbetriebnahme

Mit der Realisierung der Entwürfe begann für uns die eigentliche Laborarbeit. Mit dem Testaufbau des Filters zeigten sich keine Probleme, sodass relativ schnell das Layout angegangen wurde. Dieses wurde gemeinsam mit dem Mikrofon und dem Vorverstärker erstellt. Hierbei mussten aber erst einmal die geeigneten Footprints für die Klinkenbuchsen erstellt werden, die nicht in der Bibliothek vorhanden waren. Beim Anschließen der beiden Platinen (Mikro/Verstärker/Filter und Pegelanzeige) wurde zudem festgestellt, dass die Pegelanzeige den Ausgang des Filters belastet und nicht wie gewünscht funktionierte. Durch eine Koppelkapazität und einen hohen Widerstand zwischen dem Eingang der Pegelanzeige und ihrer Spannungsversorgung wurde dieser Fehler korrigiert.

4.4.7 Quellen

[1] Tietze, Schenk: Halbleiterschaltungstechnik, Springer Verlag, 12.Auflage, S.830

[2] Tietze, Schenk: Halbleiterschaltungstechnik, Springer Verlag, 12.Auflage, S.839

[3] Rechenübungen zu Analog- und Digitalelektronik WS1996/97

[4] http://www.audio-consequent.de/info/Inf_op.htm, Abruf 10.05.2008

4.5 Pegelanzeige

4.5.1 Aufgabenbeschreibung

Die Pegelanzeige wird ans Telefongehäuse angebracht, sodass sie nach Außen zeigt. Sie hat die Aufgabe die Stärke des Mikrofonsignals (U_A) darzustellen. Das Mikrofonsignal von der Gruppe 1 muss einen Wert von 2.5V haben, wie die Gruppe 2 das für die Modulation verlangt hat. Zudem bewertet die Pegelanzeige dieses Signal, wie gut es ist und was man demzufolge tun muss.

Es dient damit zur Kontrolle ob das Signal am Ausgang unserer Schaltung alle Anforderungen von der Gruppe 2 erfüllt oder ob es mit dem Potentiometer am Verstärker nachgeregelt werden muss.

4.5.2 Entwurf, Schaltungsbeschreibung und Berechnungen

□ Der Pegel wird mit 8 LEDs mit 3 verschiedenen Farben, nämlich rot, grün und gelb angezeigt. Die gelbe Farbe stellt ein schwaches Signal dar, die grüne Farbe steht für ein Signal, das im geforderten Bereich liegt, und die rote Farbe stellt das Signal bei Übersteuerung dar.

Die folgende Tabelle stellt die 8-LEDs-Pegelanzeige mit dem entsprechenden Spannungswert dar:

U_A	> 1V	> 1.5V	> 1.7V	> 1.9V	> 2.1V	> 2.3V	> 2.5V	> 2.6V
LED	1.Gelbe	2.Gelbe	3.Gelbe	1.Grüne	2.Grüne	3.Grüne	1.Rote	2.Rote

Tabelle 1 LEDs und ihre Spannungswerte

Die Entwurfsidee basiert auf dem Funktionsprinzip des OPV-Komparators und des Spannungsteilers. Ein solcher Komparator vergleicht die zwei Eingangssignale und hat am Ausgang je nachdem, wie groß die Eingangssignale sind, nur 2 mögliche Werte (An oder Aus). Wir brauchen also für jede Diode einen OPV. Für unsere Pegelanzeige sind 8 OPVs notwendig und das entspricht zwei LM324-Bauteilen.

Wir schalten das Audiosignal an den nichtinvertierenden Eingang des OPVs und die Referenzspannung, welche per Spannungsteiler abgestimmt wird, an den invertierenden Eingang. Die Referenzspannung wird aus einem Netzteil geliefert, welches diese gleichzeitig stabil auf 5V hält. Die Referenzspannung ist so zu teilen, dass die Spannung an dem invertierenden Eingang des jeweiligen OPVs, dem Wert der zugehörigen LED entspricht.

Wir haben für den gesamten Referenzspannungsteiler einen Wert von $9\text{ k}\Omega$ gewählt. Dabei werden die verschiedenen Widerstände für die einzelnen geforderten Werte mit der Spannungsteilerregel ausgerechnet.

Für R1



Für R2



Für die übrigen Widerstände ergeben sich die folgenden Werte:

$R_3 = 360\Omega$, $R_4 = 360\Omega$, $R_5 = 360\Omega$, $R_6 = 360\Omega$, $R_7 = 360\Omega$, $R_8 = 180\Omega$,
und die Restspannung fällt über R_V ab. $R_V = 9000\Omega - 4680\Omega = 4320\Omega$.

LEDs

Für unsere Pegelanzeige habe ich mich für low current 3mm entschieden. Die technischen Daten der LEDs stehen in der nachfolgenden Tabelle mit dem jeweiligen Vorwiderstand R_D

LED	Gelb	Grün	Rot
U_f	2.4 V	1.9 V	1.9 V
I_f	1.2 mA	1.2 mA	1.2 mA
R_d	0.9 k Ω	1.15 k Ω	1.15 k Ω

Tabelle 2 LEDs und ihre Betriebsspannung und Strom

Man berechnet die Vorwiderstände der LEDs je nach der U_f der LED. Die Spannung aus dem Komparator ist ca. 4.2 V und damit ergibt sich:

$$R_d(\text{Gelb}) = \frac{U_v - U_f}{I_f} = \frac{4.2V - 2.4V}{2mA} = 0.9Kohm$$



Die Kapazität und R_E :

Als wir die Pegelanzeige mit der Mikrofon-Schaltung getestet haben, hat die Pegelanzeige nicht funktioniert und wir sollten überlegen, woran es lag. Nachher haben wir das Audiosignal mit einer Kapazität C_1 entkoppelt und einem Widerstand parallelgeschaltet. Die Dioden haben dann nach dem Entwurfsplan geleuchtet.

Die Erklärung dazu ist, die Pegelanzeige wurde nur für die positiven Halbschwellen dimensioniert. Die Kapazität kompensiert dann die negativen Halbschwellen und währenddessen wird der Kondensator durch den Hochohmigen Widerstand entlädt.

Die Schaltung :

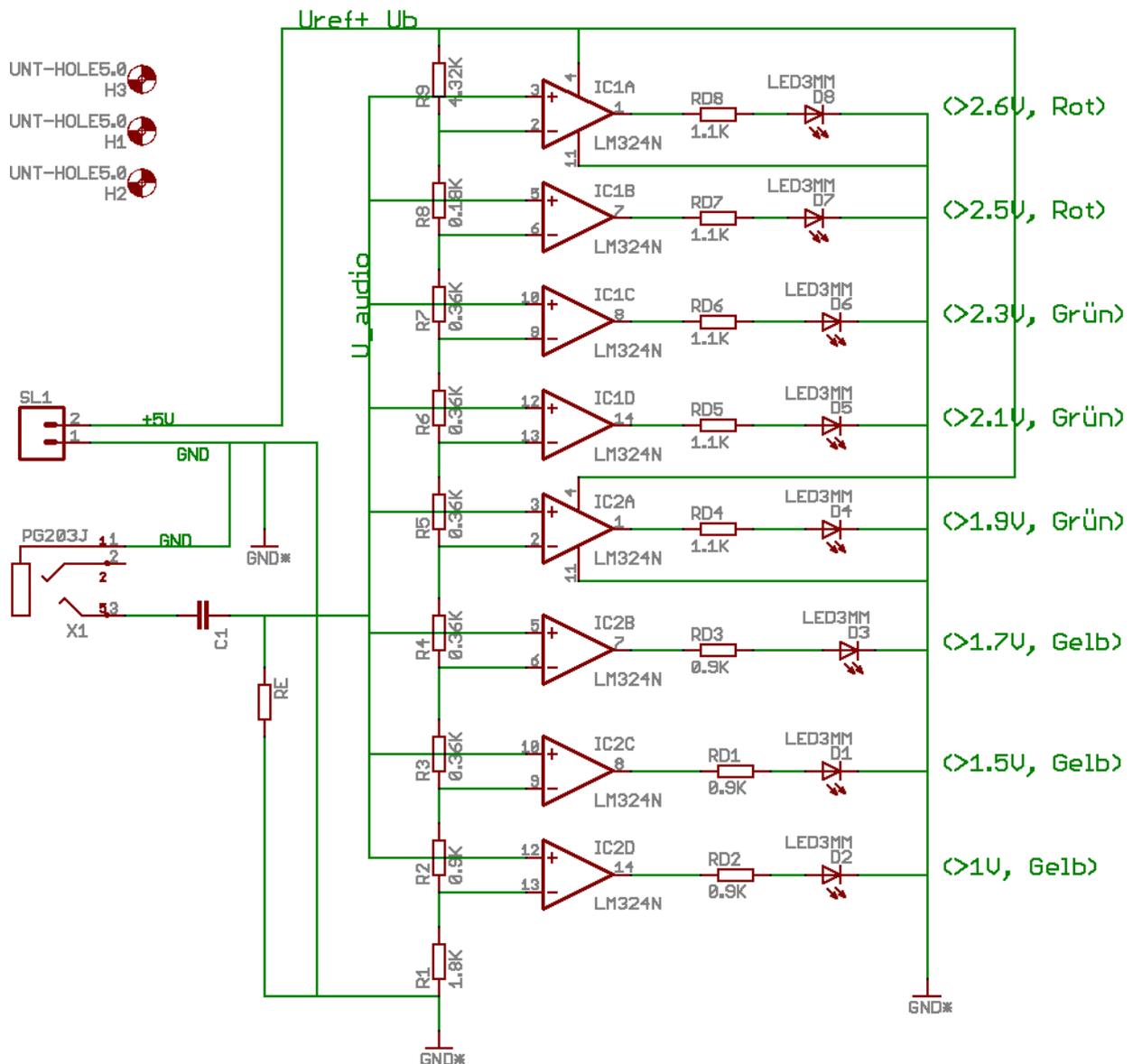


Abbildung 19: Pegelanzeigeschaltung

4.5.3 Simulation

Bei der Simulation habe ich das Audiosignal U_A mit einem Sinussignalgenerator dargestellt und habe die Amplitude des Sinussignals mit einem Zeitverlauf bis über 2.6V (3V) steigen lassen. So sieht man deutlich (auf dem Plot), wann die einzelnen Dioden anfangen zu leuchten.

Die 8 LEDs befinden sich nicht auf der Simulationsschaltung, weil dies für die Simulation nicht notwendig ist. Stattdessen habe ich dafür gesorgt, dass am Ausgang des OPVs die notwendigen Spannungen und Ströme für die entsprechenden LEDs gewährleistet sind. Ich habe nur die Vorwiderstände $R_{d[1, \dots, 8]}$ der LEDs in der Schaltung eingesetzt und habe sie entsprechend dimensioniert, wie bereits oben berechnet wurde.

Die Schaltung für die Simulation sah so aus:

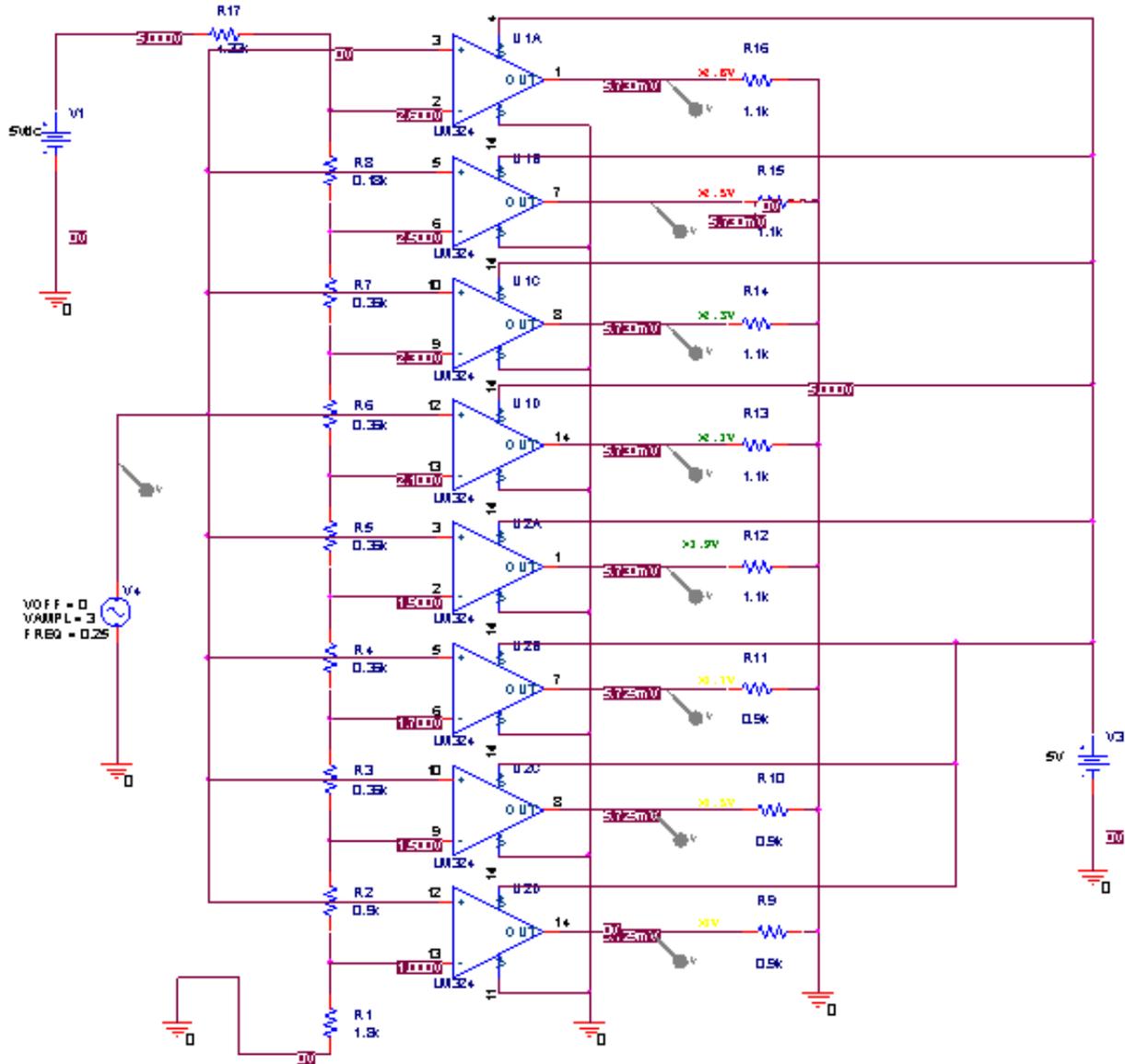


Abbildung 20: Simulationsschaltung

Der Plot:

Das Simulationsergebnis der Schaltung wird in der folgenden Abbildung dargestellt.

Beschreibung der Plots :

Auf dem Plot sieht man erstens den Verlauf des Sinussignals, welches das Audiosignal darstellt und mit der Zeit ansteigt. Wenn dieses Signal den Wert der Spannung erreicht, ab dem die zugehörige Diode leuchten soll, sieht man klar wie die Diode, welche die zugeordnete Farbe auf dem Graph hat, anfängt zu leuchten. Es fließt also dort ein Strom durch.

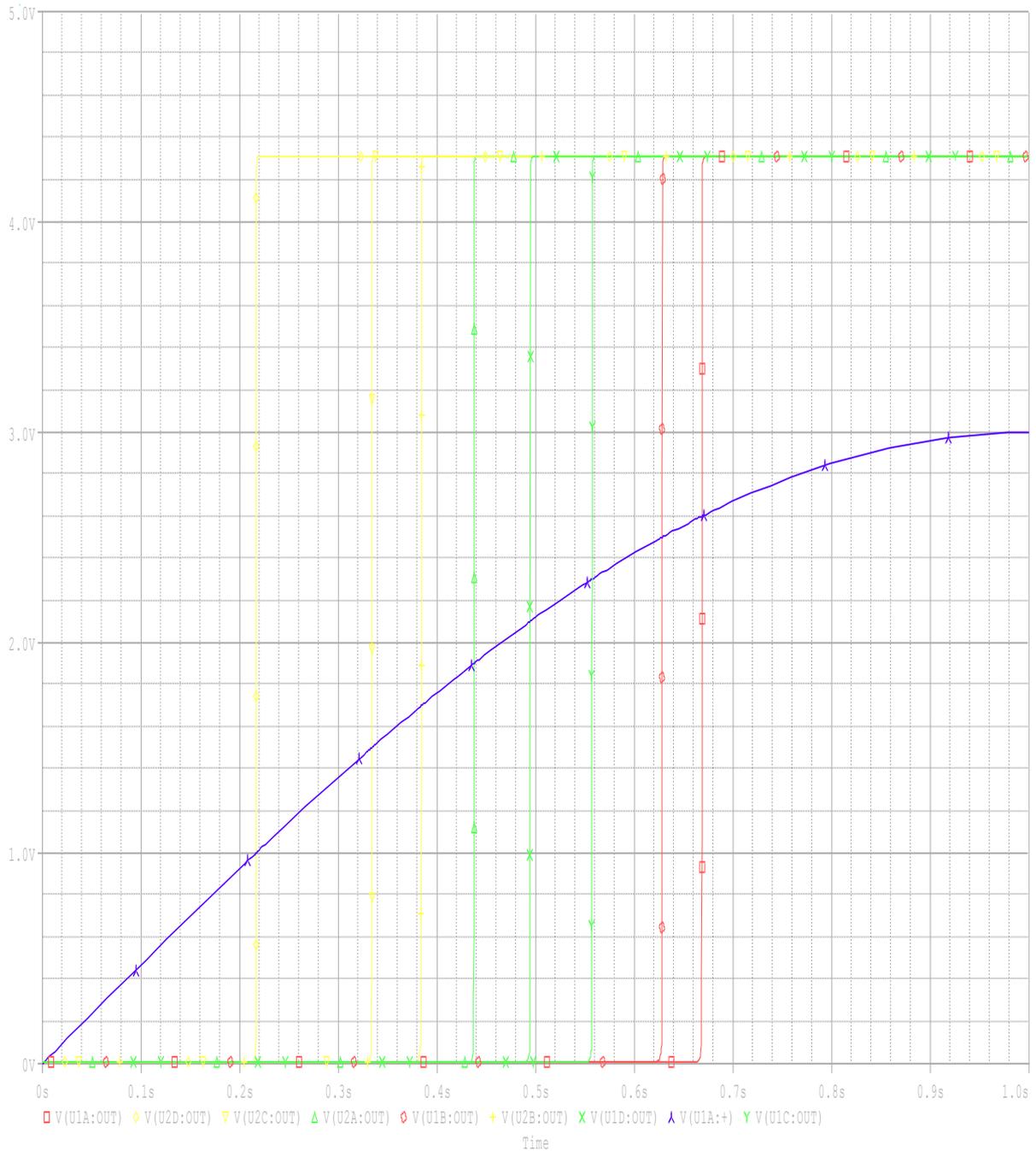


Abbildung 21: Simulationsergebnis

Auswertung:

Die Simulation zeigt, dass die entworfene und dimensionierte Schaltung funktioniert wie in der Aufgabenstellung. Also wenn wir die LEDs an die Widerstände $R_d[1, \dots, 8]$ schalten, werden sie nach der Aufgabenstellung leuchten. Und alles ist super. Nun kann es los gehen mit dem Testaufbau.

4.5.4 Testaufbau

Nach der erfolgreichen Simulation habe ich die entworfene und dimensionierte Schaltung aufgebaut und getestet. Beim Testaufbau wurde für das Mikrofonsignal ein Gleichspannungsnetzgerät genommen und die anliegende Spannung entsprechend erhöht.

Die LEDs haben der Reihe nach geleuchtet, wie man es sich wünscht.

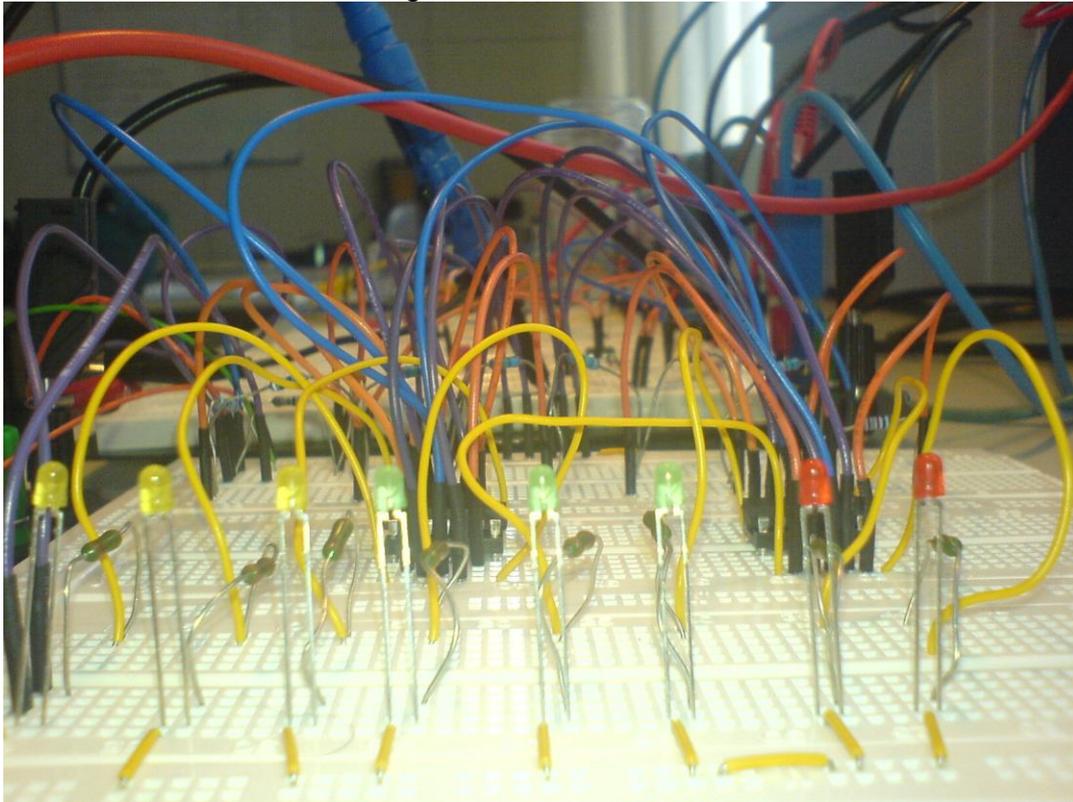


Abbildung 22: Testaufbau

Aber als wir die Pegelanzeigeschaltung mit der Verstärker-Filter-Schaltung zusammengeschlossen haben, hat die Pegelanzeige nicht richtig funktioniert. Daraufhin haben wir die zusätzliche Kapazität und den Re mit eingebaut und es hat reibungslos funktioniert.

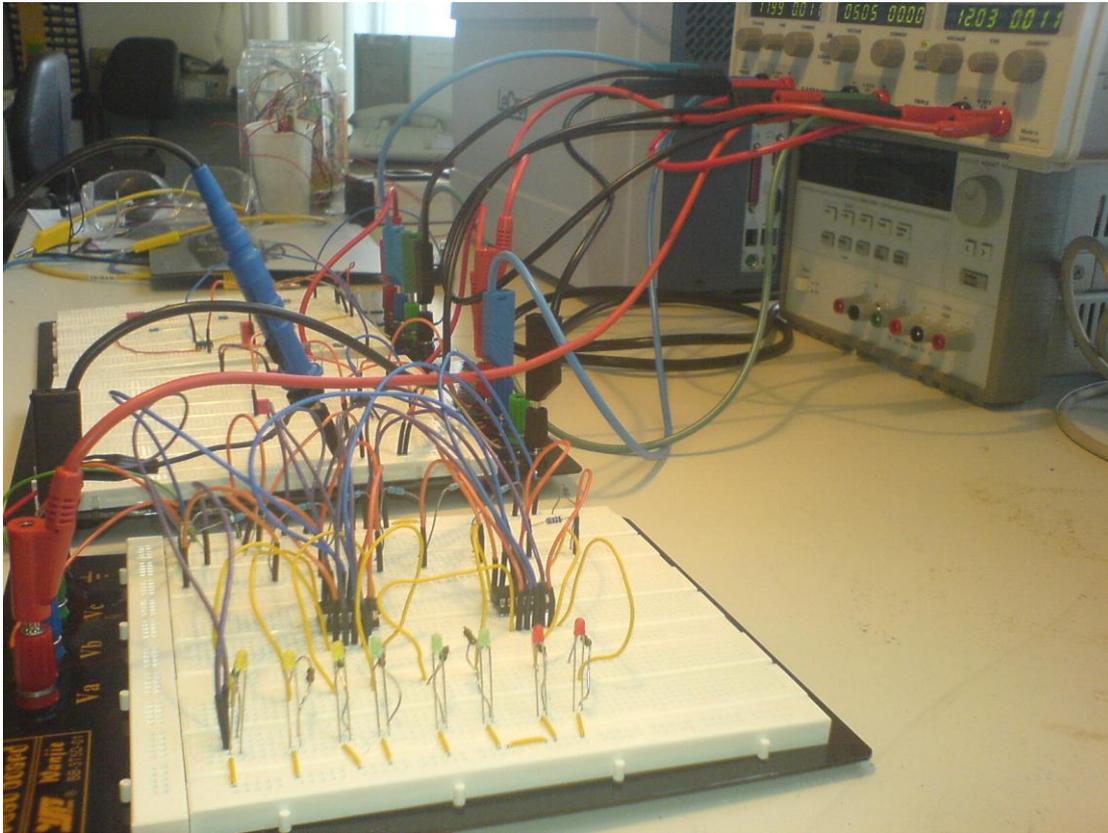


Abbildung 23: Testaufbau Pegelanzeige mit Mikroschaltung

4.5.5 Die Platine

Für die Herstellung der Platine wurde das Schematic bzw. Board mit Eagle entworfen.

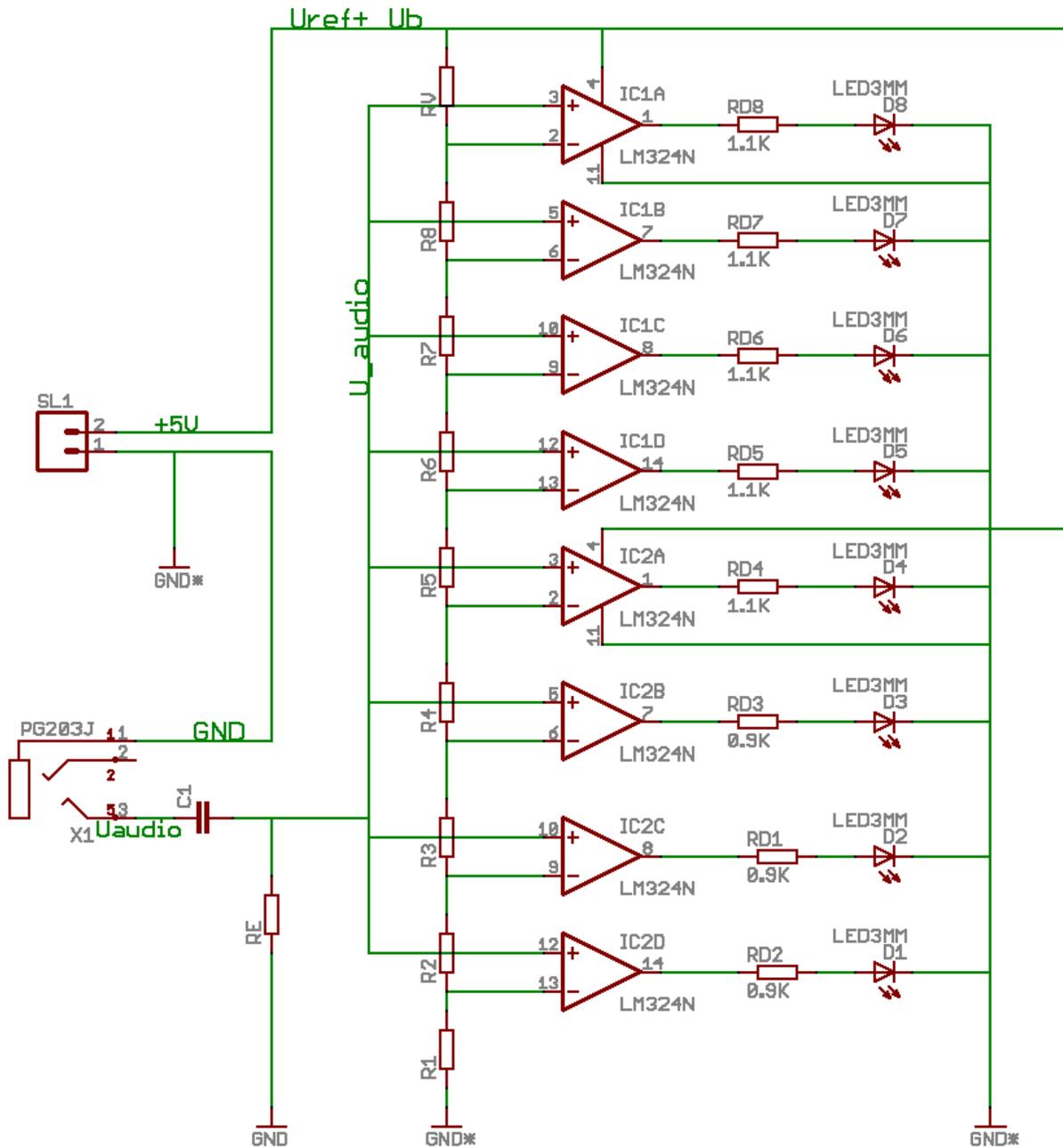


Abbildung 24: Pegelanzeige-Schematic

Das Board befindet sich in der folgenden Abbildung

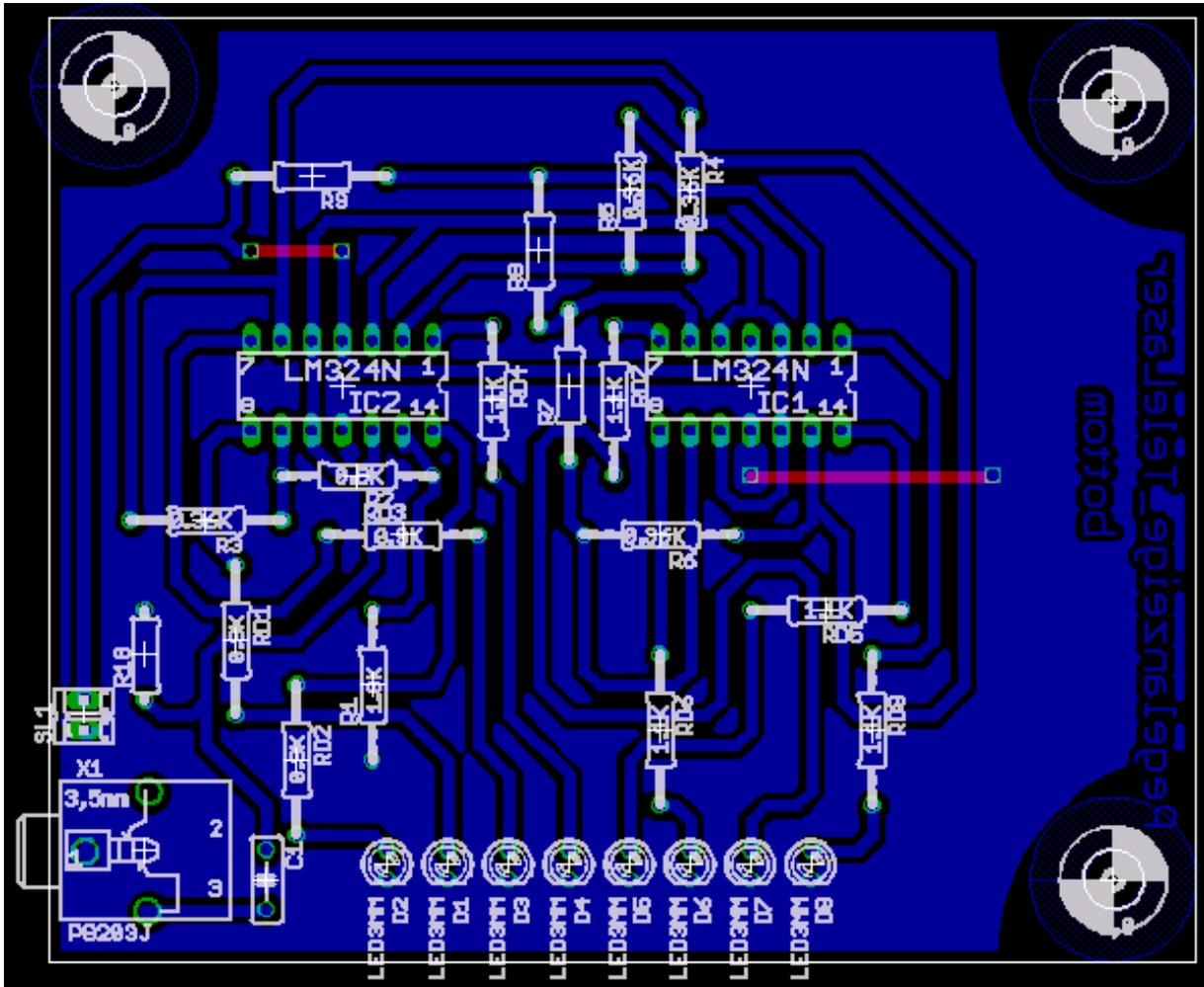


Abbildung 25: Pegelanzeige-Board

Layout

Und hier ist noch das Layout für eine einseitige Platine zu sehen sowie der Bestückungsplan der Bauelemente auf der Platine.

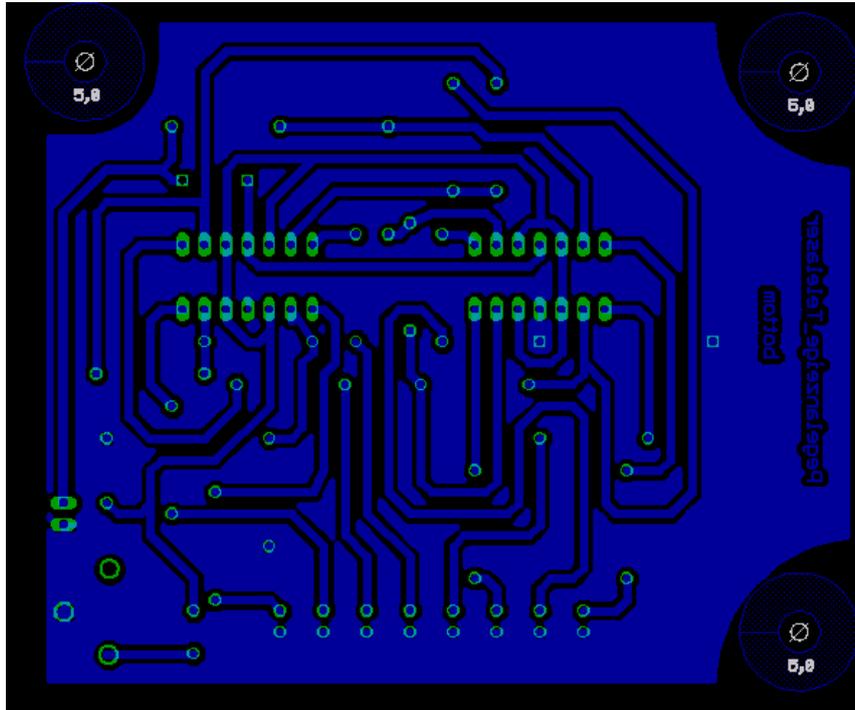


Abbildung 26: Pegelanzeige-Layout

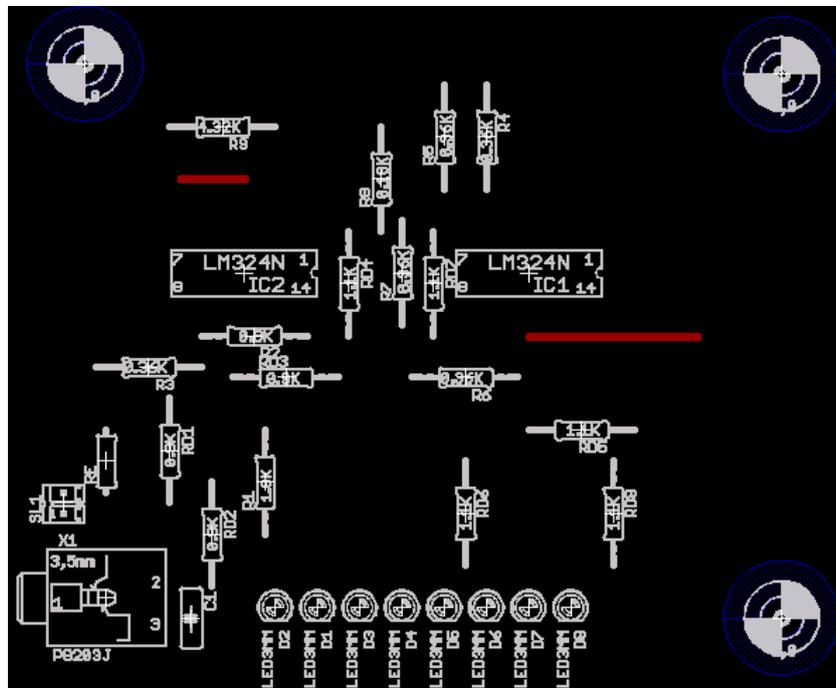


Abbildung 27: Bestückungsplan Bauelemente auf der Platine

4.6 Technische Daten, Bauelemente und Inbetriebnahme

4.6.1 Technische Daten:

- Spannungsversorgung/Stromverbrauch:
 5V / <50mA: Mikrofonversorgung, Pegelanzeige
 ± 5V / <50mA: Filter
 ± 12V / <50mA: Vorverstärker
- Eingangssignal / Ausgangssignal:
 Eingang: Sprache
 Ausgang: ±2,5V, <10kHz, analog
- Pegelanzeige für das Ausgangssignal:
 1; 1,5; 1,7V Farbe: gelb (Signal ist untersteuert)
 1,9; 2,1; 2,3V Farbe: grün (Signal ist gut ausgesteuert)
 2,5; 2,6V Farbe: rot (Signal ist übersteuert)

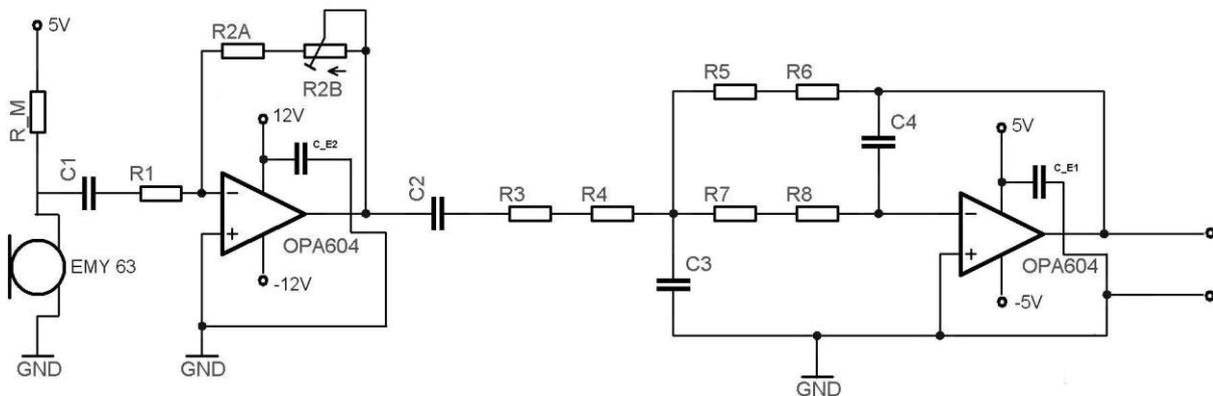


Abbildung 28: Schaltung ohne Pegelanzeige

4.6.2 Bauelemente:

Vorverstärker und Filter:

Part	Value	Package	Library	Position (mm)	Orientation
C1	6,8μ	C050-025X075	rcl	(48.26 13.97)	R180
C2	6,8μ	C050-025X075	rcl	(27.94 40.64)	R270
C3	47n	C050-025X075	rcl	(38.1 43.18)	R0
C4	10nF	C050-025X075	rcl	(38.1 63.5)	R90

C_E1	100n	C025-024X044	rcl	(26.67 31.75)	R90
C_E2	100n	C025-024X044	rcl	(45.72 64.77)	R0
IC1	OPA604	DIL08	linear	(48.26 57.15)	R0
IC2	OPA604	DIL08	linear	(34.29 26.67)	R0
JP1	Mic	1X02	pinhead	(57.15 15.24)	R270
JP3	Pegelvers.	1X02	pinhead	(60.96 54.61)	R180
JP4	U_b	1X05	pinhead	(49.53 36.83)	R180.1
R1	1k	0207/10	rcl	(36.83 13.97)	R180
R2A	470k	0207/10	rcl	(20.32 22.86)	R90
R2B	100k (Poti)	1X03	pinhead	(20.32 35.56)	R90
R3	680	0207/10	rcl	(19.05 45.72)	R180
R4	10	0207/10	rcl	(10.16 54.61)	R90
R5	680	0207/10	rcl	(19.05 62.23)	R0
R6	10	0207/10	rcl	(33.02 71.12)	R180
R7	680	0207/10	rcl	(19.05 55.88)	R0
R8	100	0207/10	rcl	(33.02 55.88)	R0
R_M	10k	0207/10	rcl	(57.15 26.67)	R270
X1	PG203J	PG203J	klinke	(6.35 34.29)	R0
X2	PG203J	PG203J	klinke	(6.35 16.51)	R0
EMY 63	(Mikrofon, Conrad)				

Pegelanzeige (eigene Platine):

Part	Value	Package	Library	Sheet
C1	C-EU075-032X103	C075-032X103	Rcl	1
D1	LED3MM	LED3MM	Led	1
D2	LED3MM	LED3MM	Led	1
D3	LED3MM	LED3MM	Led	1
D4	LED3MM	LED3MM	Led	1
D5	LED3MM	LED3MM	Led	1
D6	LED3MM	LED3MM	Led	1
D7	LED3MM	LED3MM	Led	1
D8	LED3MM	LED3MM	Led	1
IC1	LM324N	DIL14	Linear	1
IC2	LM324N	DIL14	Linear	1
R1	1.8K	R-EU_0207/12	Rcl	1
R2	0.9K	R-EU_0207/12	Rcl	1
R3	0.36K	R-EU_0207/12	Rcl	1
R5	0.36K	R-EU_0207/12	Rcl	1
R4	0.36K	R-EU_0207/12	Rcl	1
R6	0.36K	R-EU_0207/12	Rcl	1
R7	0.36K	R-EU_0207/12	Rcl	1
R8	0.18K	R-EU_0207/12	Rcl	1
RD1	0.9K	R-EU_0207/12	Rcl	1

RD3	0.9K	R-EU_0207/12	Rcl	1
RD2	0.9K	R-EU_0207/12	Rcl	1
RD4	1.1K	R-EU_0207/12	Rcl	1
RD5	1.1K	R-EU_0207/12	Rcl	1
RD6	1.1K	R-EU_0207/12	Rcl	1
RD7	1.1K	R-EU_0207/12	Rcl	1
RD8	1.1K	R-EU_0207/12	Rcl	1
RE	4,32K	R-EU_0207/12	Rcl	1
RV	4.32K	R-EU_0207/12	Rcl	1
SL1	(Klinkenbuchse)		con-amp-quick	1
X1	(Stecker)	PG203J	Klinke	1

4.6.3 Gesamtschaltung und Inbetriebnahme (ein Bericht von Eugen Wolf):

Hinweis: Bei der folgenden Betrachtung der Gesamtschaltung wird nur auf das Filter und den Vorverstärker eingegangen.

Die Pegelanzeige wurde separat entwickelt und auf einer getrennten Platine realisiert. Sie wird daher auch in einem eigenen Abschnitt „Pegelanzeige“ erläutert.

Nachdem die beiden Komponenten „Vorverstärker“ und „Filter“ einzeln dimensioniert und simuliert waren, wurden sie zunächst probeweise getrennt auf Steckbrettern aufgebaut und intensiv geprüft. Beim Filter wurde besonders der Frequenzbereich um die Knickfrequenz (10kHz) herum genauestens untersucht, während der Vorverstärker auf eine konstante Verstärkung im gesamten Frequenzbereich und eine verzerrungsarme Verstärkung getestet wurde. Obwohl der eigentliche Test sehr schnell durchführbar war, mussten stundenlange Fehlersuchen durchgeführt werden, die in der Regel auf Unregelmäßigkeiten der Steckbretter zurückzuführen waren!

Später wurden die beiden Komponenten hintereinandergeschaltet, um deren Gesamtverhalten zu untersuchen. Dieser Test ergab, dass die erzeugte Schaltung den gestellten Anforderungen entspricht. Auch die Schaltungen auf den geätzten Platinen arbeiteten entsprechend unserer Vorstellungen.

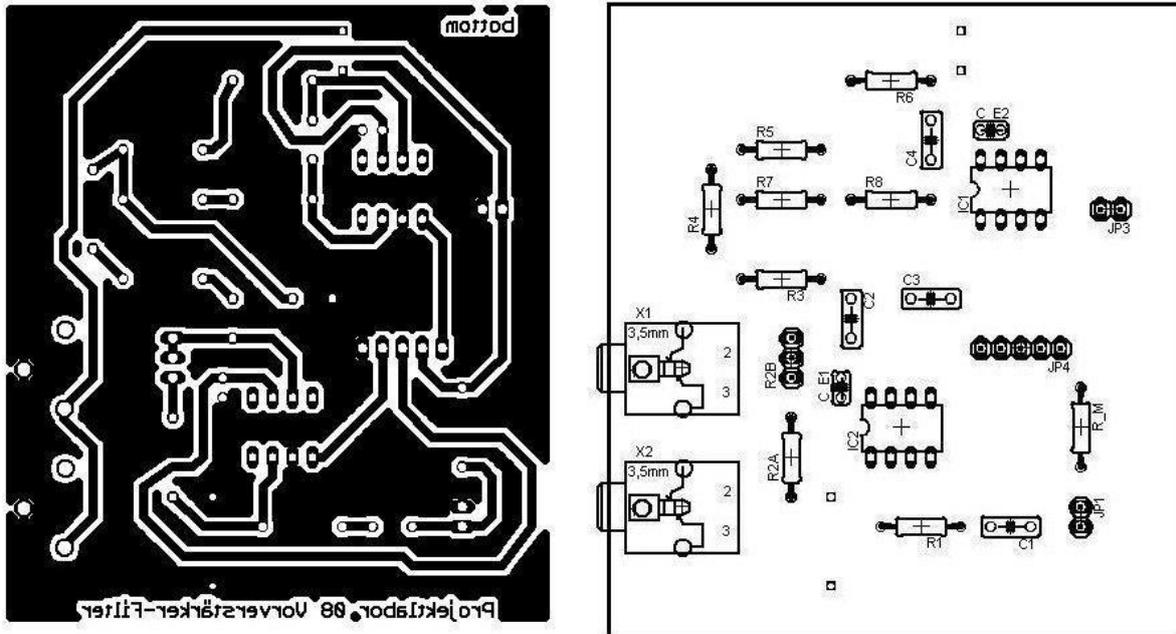


Abbildung 29: Layout und Bestückungsplan für Vorverstärker und Filter

5 Gruppe 2 – Modulation / Demodulation

5.1 Aufgabenbeschreibung

Das analoge Audiosignal muss für die Laserübertragung digitalisiert werden. Das geschieht mittels Pulsweitenmodulation (PWM). Dabei wird das Verhältnis von Ein- und Ausschaltzeit eines Rechtecksignals bei fester Grundfrequenz variiert. Die PWM ist daher nichts anderes als ein schneller Ein- und Ausschaltvorgang. Erklärt man das am Beispiel einer Leuchtdiode, könnte man annehmen, dass die LED flackern würde. Durch eine ausreichend hohe Trägerfrequenz wird die Trägheit der Augen überwunden und die LED erscheint bei kleiner werdendem Tastverhältnis dunkler.

Die Analog-Digital-Umsetzung funktioniert nach folgendem Prinzip. Das analoge Eingangssignal wird zusammen mit einer erzeugten Dreiecksspannung auf zwei Komparatoreingänge geschaltet und miteinander verglichen. Dabei entsteht bei einem Sinus-Signal ein PWM-Verlauf. Je nach Größe des Eingangssignals ändert sich das Tastverhältnis des PWM-Signals.

Die Digital-Analog-Umsetzung funktioniert nach dem Prinzip, dass der Mittelwert des PWM-Signals gebildet wird und dadurch eine analoge Größe erzeugt wird. Zur Erzeugung dieses Mittelwertes werden Tiefpassfilter verwendet. Dabei ist es wichtig, darauf zu achten, dass die Trägerfrequenz um ein Vielfaches größer ist, als die Frequenz des analogen Signals (gute Näherung: $f_{\text{PWM}} = 10 \cdot f_{\text{analog}}$). Eine zweite Möglichkeit ist es, die Filterordnung zu erhöhen. Im Audiobereich sind Filter 3. oder 4. Ordnung Standard.

5.2 Blockschaltbild

Das analoge Audiosignal wird mit einem Dreieckssignal verglichen (Komparator) und damit ein PWM-Signal erzeugt. Diese Rechtecke werden zur Lasergruppe übertragen nach dem Empfang weiter an den Tiefpass, die Demodulation geschickt. Dort sorgt ein Tiefpass 6. Ordnung dafür, dass aus den Rechtecken wieder ein analoges Signal im Audiobereich gefiltert wird.

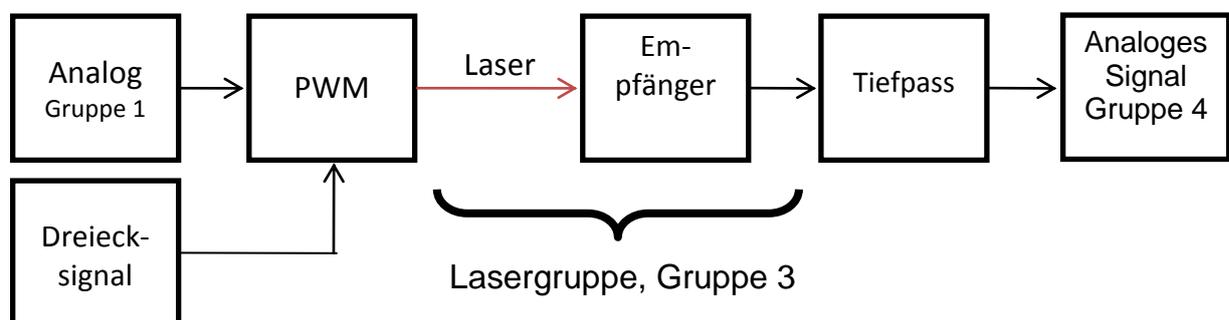


Abbildung 30: Blockschaltbild

5.3 Dreiecksgenerator (Paul-Philipp Knust)

5.3.1 Erklärung der Schaltung

Die hier verwendete Schaltung zur Erzeugung von Dreieckssignalen besteht aus einem Schmitt-Trigger, der ein Rechtecksignal liefert. Dieses wird an einen

invertierenden Integrator gegeben, der nun ein Dreiecksignal erzeugt, welches ausgegeben wird. Die Rückkopplung des Dreieckes dient dem Schmitt-Trigger als Eingang.

Der Dreiecksgenerator hat die Aufgabe ein periodisches Dreiecksignal für die PWM zu liefern, welches als Trägersignal für die Audiocodierung dient. Dabei wurde das Ausgangssignal mit $U_{\text{Dreieck}}=0\dots 5\text{V}$ und eine Frequenz von $f_{\text{Signal}}=100\text{kHz}$, also $T_{\text{Signal}}=5\mu\text{s}$, gewählt. Die hier benutzten OPVs können kein Rail-to-Rail gewährleisten. Damit trotzdem ein Ausgangssignal von 5V erzeugt werden kann wird die Versorgungsspannung mit $U_B=-12\dots 12\text{V}$ gewählt.

Der Vorwiderstand des Integrators ist zusammen mit dem Kondensator für die Frequenz der Schaltung maßgebend. Die Bestimmung des Widerstands und des Kondensators erfolgt aus der Übertragungsfunktion des Invertierers, aus der

$U_A = \frac{1}{RC} \int_0^t U_E dt$ resultiert. Daraus ergeben sich für ein vorgegebenes

$$C=22\text{pF} \text{ der Wert für den Widerstand } R_{13} = \frac{12\text{V}}{5\text{V}} \frac{5\mu\text{s}}{22\text{pC}} \approx 220\text{k}\Omega \quad R_{61} = \frac{3\text{V}}{1\text{V}} \frac{2,4\mu\text{s}}{47\text{nC}} \approx 150\Omega$$

Der Schmitt-Trigger erhält das Dreiecksignal des Integrators U_{Dreieck} mit einer Amplitude von $\hat{U}_{\text{Dreieck}}=5\text{V}$ als Eingang. Das Rechtecksignal U_{Rechteck} soll vom Betrag $\hat{U}_{\text{Rechteck}}=12\text{V}$ sein. Damit kann das Bild der Hysterese eindeutig festgelegt werden, da diese symmetrisch um den Ursprung liegen soll. Der vorgeschaltete, zwischen Integrator und Schmitt-Trigger liegende, Widerstand R_1 erhält damit folgende Dimensionierung: $R_1 = \frac{R_2(\Delta U_{\text{Ein}})}{(\Delta U_{\text{Aus}})} \approx 200\text{k}\Omega$, wobei R_2 den Mitkopplungswiderstand

darstellt und mit $R_2=470\text{k}\Omega$ gewählt wird. Die Operationsverstärker müssen aufgrund der hohen Schaltfrequenz sehr schnell arbeiten und zusätzlich extrem flink von $-U_B=-12\text{V}$ auf $+U_B=12\text{V}$ schalten. Die Slew-Rate wurde also bewusst auf $d_{\text{slew}} \geq 1000\text{V}/\mu\text{s}$ gewählt. Dafür wurde für den Schmitt-Trigger der LM339 und für den Integrator der LM318, beide von Linear Technology, benutzt.

5.3.2 Simulation

Für die Simulation der Schaltung, wurde eine Transientanalyse durchgeführt, die über einer Dauer von $0\dots 10\mu\text{s}$ verlief und im Folgenden eine Frequenz von $f_{\text{Signal}}=400\text{kHz}$ liefert. Dabei wurden folgende Spannungen (bezogen auf Masse) gemessen und über die Zeit aufgetragen (Abb. 2): Ausgangsspannung am Schmitt-Trigger $V(n002)$ und die Ausgangsspannung am Integrierer ($Vn004$). Wie zu erwarten, wurden Rechtecksignale und dazu positive, um 180° phasenverschobene Dreiecke erzeugt. Die Messungen wurden bei 27°C , also etwa 300K durchgeführt.

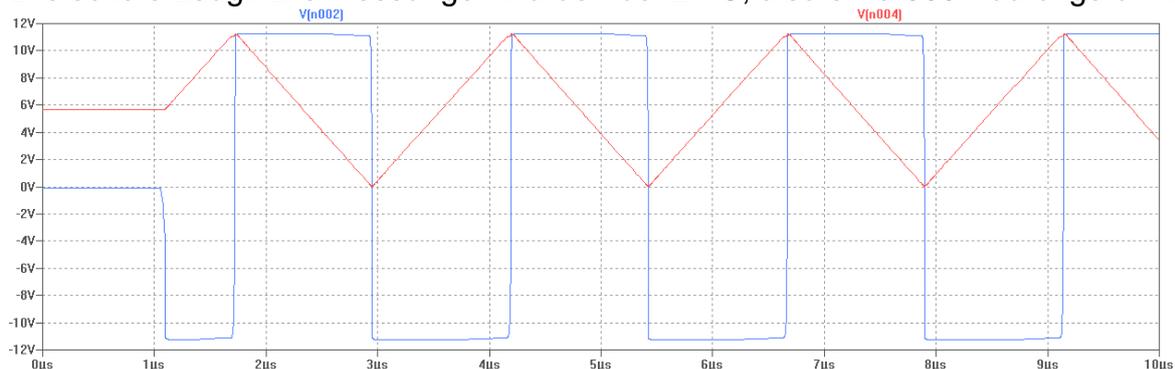


Abbildung 31: Verlauf von Dreiecksignal $V(n004)$ und Rechtecksignal $V(n002)$

5.3.3 Abgleich der Abweichungen

Die berechneten Werte der Schaltung lieferten auf dem Steckbrett und schließlich auf nicht exakt das gewünschte Signal. Deshalb mussten einige Modifikationen vorgenommen werden. Mit den folgenden Werten wird ein Signal mit einer Frequenz von 200kHz erzeugt. Die Werte für Das 100kHz-Signal sind im Komparator-Abschnitt zu finden.

Als Spannungsteiler am Eingang vom negierten Schmitt-Trigger-Eingang wurde mittels Trimmer eine Spannung von $U_{[-]ST}=3,74V$ erzeugt, welche einen Offset gewährleisten, damit das Dreiecksignal Werte von $0 \dots U_b$ annehmen kann.

Die Widerstände des Schmitt-Triggers R_1 und R_2 dienen zur Spannungsverstärkung von 5V auf 12V. Diese mussten auf $R_1=39k\Omega$ und $R_2=370k\Omega$ modifiziert werden.

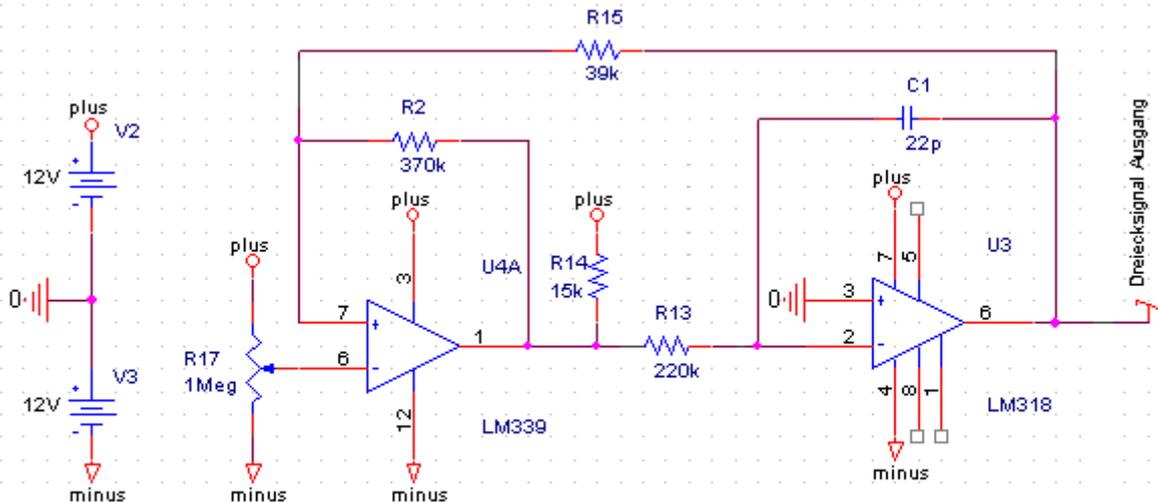


Abbildung 32: Schaltungsplan

5.3.4 Testaufbau und Platine

Der Testaufbau der Schaltung auf dem Steckbrett zeigte nach einigen Abänderungen der passiven Bauelemente und schließlich der richtigen Wahl der OPVs das zu erwartete Verhalten. Störende Oberschwingungen und ein nicht ganz sauber verlaufendes Dreiecksignal konnten auf das Steckbrett zurückgeführt werden.

Das Layout, das Board und die Platine selbst sind im Abschnitt der Komparatorschaltung zu finden, da Dreieckgenerator und Komparator aus praktischen Gründen auf die selbe Platine gelegt wurden.

Von der Funktionstüchtigkeit der fertigen Platine konnten wir uns glücklicherweise gleich zu Beginn überzeugen. Nach aufwändigem Ätzen, Bohren Lötten funktionierte der Dreieckgenerator auf Anhieb. Auch die Kombination von Dreieckgenerator und Komparator verlief reibungslos.

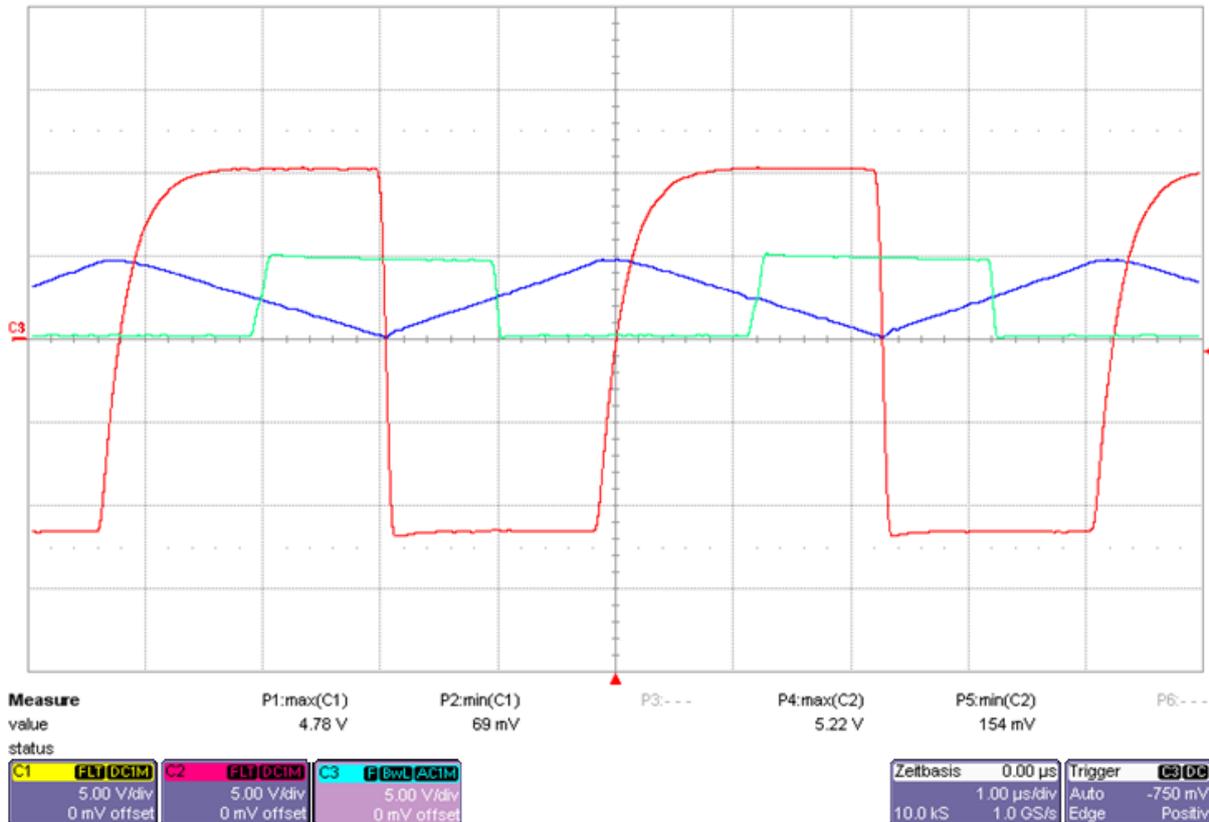


Abbildung 33: Spannungsverläufe: Dreieck (blau), Rechteck (rot), mit PWM (grün)

5.3.5 Quellen

Tietze, Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer, 1999

<http://www.elektronik-kompodium.de/sites/bau/0209241.htm>ELKO

<http://www.elektronik-kompodium.de/sites/slt/0412061.htm>

Albach, Grundlagen der Elektrotechnik 2, Pearson Studium, 2006

<http://homepages.internet.lu/absolute3/tronic/sz.htm>

<http://de.farnell.com/>

<http://de.wikipedia.org/wiki/Multivibrator>

Microsoft Encarta 2006

von Oppen, Physik für Ingenieure, Pearson Studium, 2005

5.4 Komparator (Julian Utehs)

5.4.1 Einleitung

Innerhalb der Gruppe MoDem muss das Signal umgewandelt werden. Einerseits auf der Empfänger- als auch auf der Senderseite. Die senderseitige Anpassung des Audiosignals, sowie die Modulation in ein PWM Signal wird hier erläutert. Um eine Pulsweitenmodulation zu ermöglichen, muss das Nachrichtensignal mit einem gleichmäßig periodischen Trägersignal verglichen werden, üblicherweise eine Sägezahn- oder Dreiecksspannung. Das Ausgangssignal ist eine kontinuierliche Abfolge von kurzen und langen Rechteckimpulsen, deren Verhältnis die Höhe des Eingangssignals abbildet.

5.4.2 Umsetzung

Aus der Schnittstelle zur Mikrophongruppe geht hervor, dass das Signal symmetrisch um 0V mit einer maximalen Amplitude von 2,5V übergeben wird. Da dies nicht mit der Dreiecksspannung, die zwischen 0-5V liegt verglichen werden kann, muss das Audiosignal noch angehoben werden.

Da eine Anhebung bei einem Audiosignal auf Grund der Restwelligkeit der Versorgungsspannung und weiteren Rückwirkungen der anderen Schaltungen schnell zu Verzerrungen führen kann, muss die Spannung zur Anhebung stabilisiert werden.

5.4.2.1 Schaltung

Die Schaltung besteht insgesamt also aus drei Teilschaltungen. Die erste ist die Spannungsstabilisierungsschaltung. Sie besteht aus einem LM317 Spannungsstabilisierer zur Spannungsregulierung am Eingang. Die zweite Teilschaltung ist ein nicht invertierender Addierer. Der Addierer besteht aus einem Spannungsteiler und einem gegen gekoppelten Operationsverstärker(OPV). Die dritte Teilschaltung besteht ist ein Komparator. Hierbei wird ein Operationsverstärker ohne Rückkopplung verwendet.

Im Folgenden wird die Schaltung komplett dargestellt und danach die drei Teilschaltungen einzeln beschrieben.

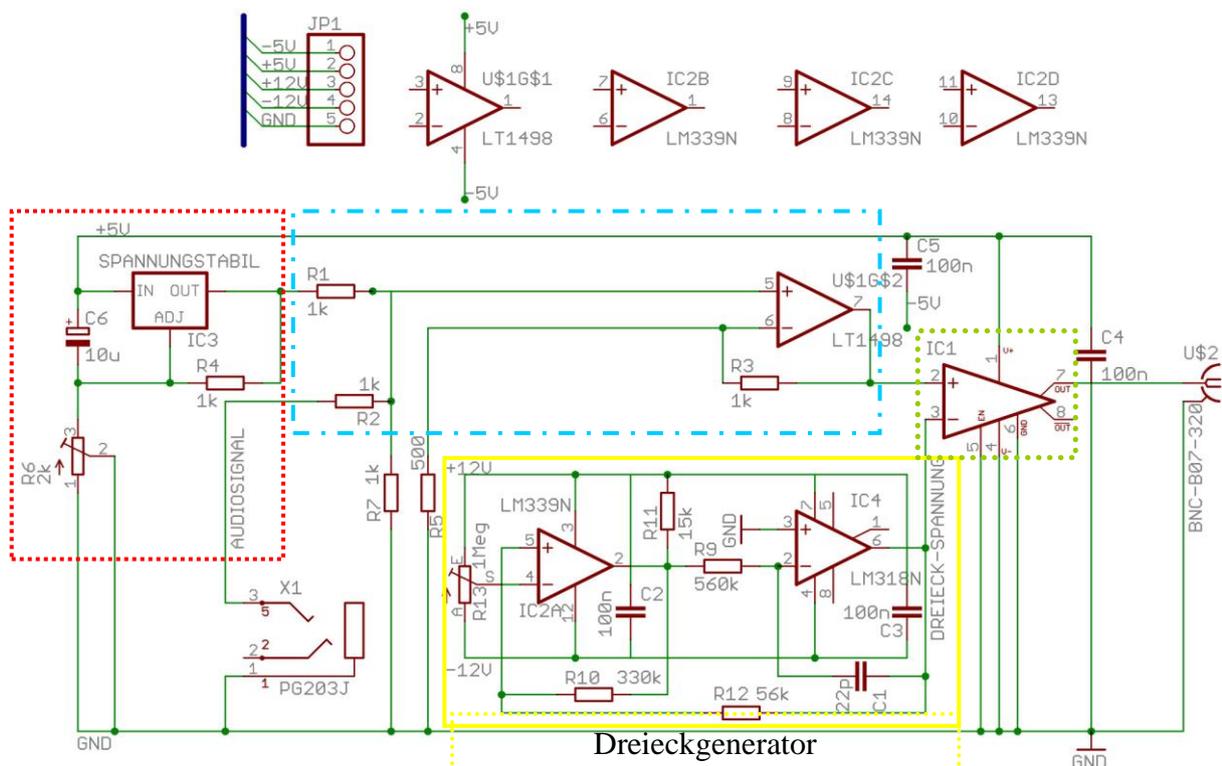


Abbildung 34: Dreiecksgenerator und Komparatorschaltung

5.4.2.2 Spannungsstabilisierer

Die Spannungsstabilisierung (Hier in Rot dargestellt, gepunktet) besteht aus einem LM317 Festspannungsregler, dessen Stabilisierungsstrom mit Hilfe eines

regelbaren Widerstands eingestellt werden kann. Hierbei kann die Spannung über den einstellbaren Widerstand für den exakten Betrieb kalibriert werden. Dafür wurde die vorgegebene Formel des Herstellers für den Einsatzzweck angepasst:

$$V_{Out} = 1,25V \cdot \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) + I_{ADJ}R_6$$

I_{ADJ} - Stabilisierungsstrom

(Quelle: Datenblatt LM317)

Der Elektrolytkondensator C6 dient dabei der Reduzierung der Restwelligkeit des Netzteils.

5.4.2.3 Nicht-Invertierender Addierer

Der Addierer (*Hier in Blau dargestellt, gestrichelt und gepunktet*) funktioniert, in dem die Eingangsspannungen über einem Spannungsteiler auf den positiven Eingang eines Operationsverstärkers gegeben werden und dieser mit einem Spannungsteiler gegen gekoppelt wird. Bei geschickter Dimensionierung der Widerstände wird so eine einfache Addition erreicht. Die Rechnung dazu soll folgt hier:

Es gilt aus dem Spannungsteiler und der Formel für die Gegenkopplung eines nicht invertierenden Verstärkers folgende Formel:

$$U_a = \frac{\frac{U_s}{R_2} + \frac{\frac{U_b}{2}}{R_1}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_7}} \cdot \left(\frac{R_3}{R_5} + 1\right)$$

U_a - Ausgangsspannung

U_s - Signalspannung

U_b - Betriebsspannung

Mit folgenden Vereinfachungen:

$$R_2 = R_1 = R_x, R_7 = R_3 = R_y, R_5 = \frac{R_x}{2}$$

Ergibt sich daraus die Formel:

$$U_a = \left(U_s + \frac{U_b}{2}\right) \cdot \frac{R_y}{R_x}$$

Da der Addierer allerdings nicht verstärken soll, wird $\frac{R_y}{R_x} = 1$ gesetzt. Damit ergibt sich der gewünschte Zusammenhang:

$$U_a = \left(U_s + \frac{U_b}{2}\right)$$

Beim nicht invertierenden Addierer wird wie beim Komparator ein Kondensator zur schnellen Stromanpassung nah an den Operationsverstärker geschaltet.

5.4.2.4 Komparator

Der Komparator (*Hier in Grün dargestellt, gepunktet, rechts*) vergleicht das Dreiecksignal mit dem Angehobenen Audiosignal und steuert im Betriebsbereich voll aus, sobald eine der Spannungen größer sein sollte als die andere.

$$U_k = \begin{pmatrix} +U_v; & U_{sa} < U_D \\ -U_v; & U_{sa} > U_D \end{pmatrix}$$

U_v - Spannung bei Vollaussteuerung

U_k - Komparatorspannung

U_{sa} - Angehobene Signalspannung

U_D - Dreieckspannung

5.4.2.5 Simulationsergebnisse vom Komparator

Bei hoher Eingangsspannung soll der Komparator lange Peaks ausgeben. Hierfür wurden kurze Zeitintervalle (ca. 0,2ms) bei kleiner und großer Eingangsspannung ausgewählt.

Wie in der folgenden Abbildung zu sehen ist, bleibt die Spannung des Komparators (blau, oberer Plot) so lange oben, wie die Spannung des Signals (blau, unterer Plot, gestrichelt) über der Spannung des Dreiecks (rot, unterer Plot) liegt. Dies ist genauso, wie es zu erwarten war und zeigt, dass die Schaltung funktioniert.

Bei einer geringeren Spannung als die Dreiecksspannung, soll der Komparator nicht bei 3,7V sein, sondern weit darunter, was bei dem Abbildung 36 gut zu sehen ist. Nur Kurzfristig steigt der Ausgang des OPVs an, was bedeutet, dass die Pulsweitenmodulation vollständig funktioniert.

** Profile: "SCHEMATIC1-bias" [P:\Projektlabor08_Modem\komparator_hausaufgabe1-bspicefiles\schematic1\bias.sim]
 Date/Time run: 07/01/08 14:12:51 Temperature: 27.0

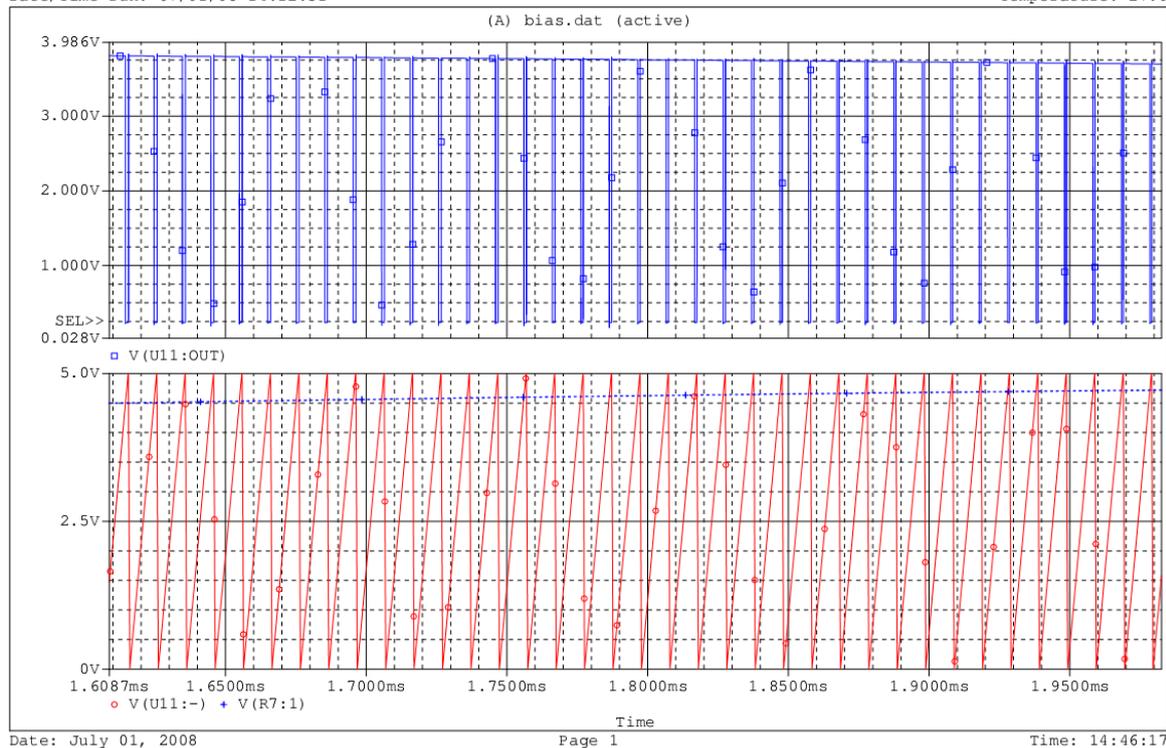


Abbildung 35: PWM bei großem Audioeingangssignal

** Profile: "SCHEMATIC1-bias" [P:\Projektlabor08_Modem\komparator_hausaufgabe1-pspicefiles\schematic1\bias.sim]
 Date/Time run: 07/01/08 14:55:56 Temperature: 27.0

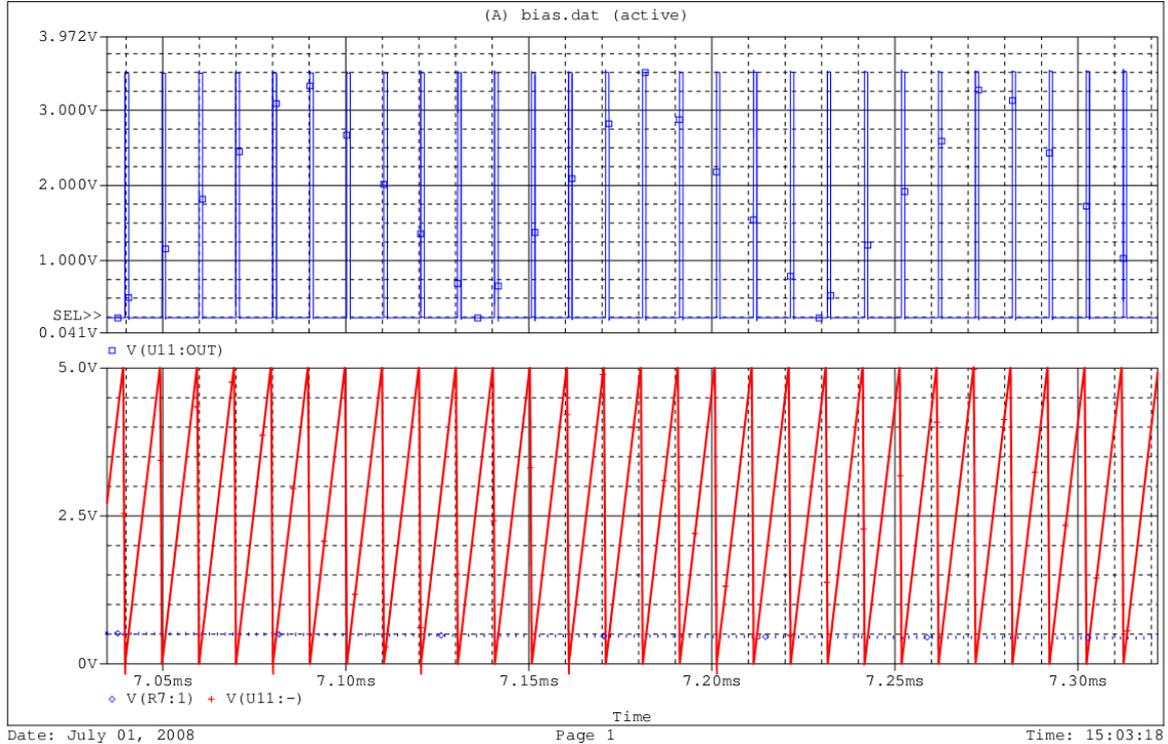


Abbildung 36: PWM bei niedrigem Audioeingangssignal

5.4.2.6 Spannungsstabilisierung

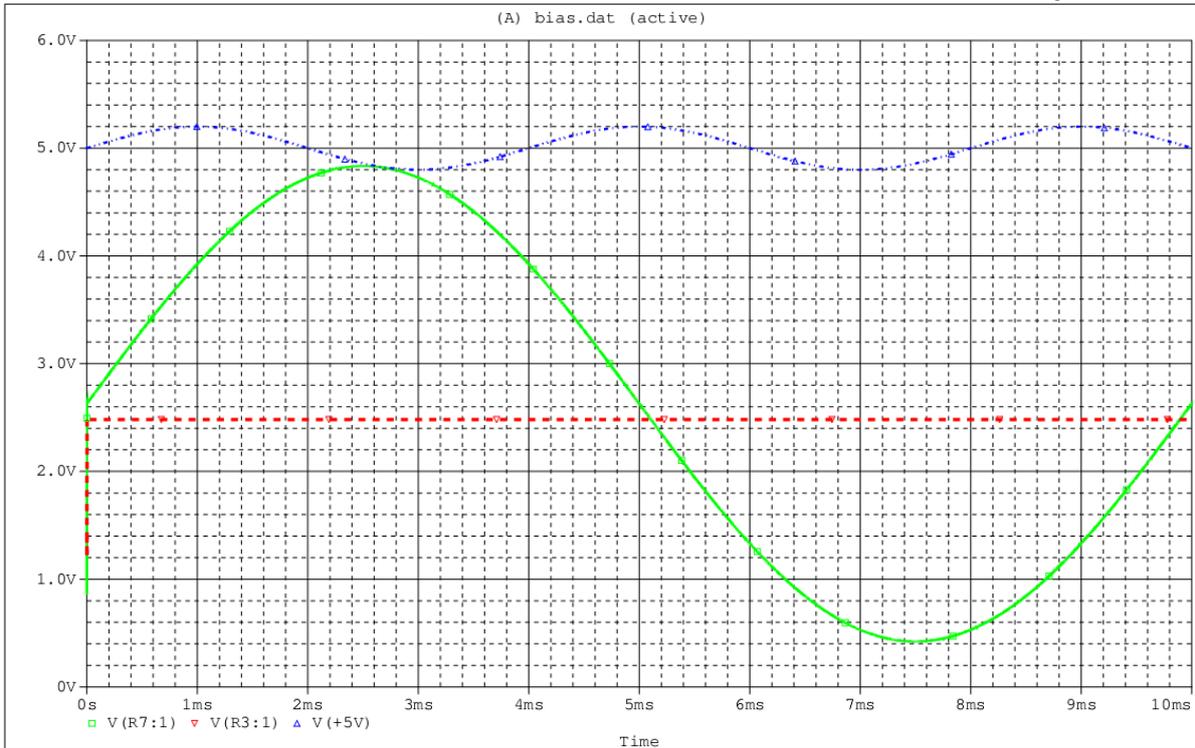
Um die Spannungsstabilisierung zu realisieren wurde ein LM317 Spannungsstabilisierer verwendet. Dieser sorgt bei geringen Spannungsänderungen dafür, dass am Ausgang die Spannung konstant bleibt. Da die LM317 nicht immer exakt sind, sondern wie jedes Bauteil eine Toleranz besitzen, wird der Spannungsteiler mit Hilfe eines Potentiometers eingestellt. Hier kann durch eine Messung die korrekte Ausgangsspannung eingestellt werden.

Wie bei dem Abbildung 37 gut erkennbar verändert sich die Spannung am Ausgang nicht, auch wenn die Eingangsspannung variiert. Die Ausgangsspannung (Einfach gestrichelt und rot) bleibt, obwohl die Eingangsspannung (Mehrfach gestrichelt und blau) um 0.2V schwankt, stabil bei ca. 2,5V.

5.4.2.7 Addierer

Die Abbildung 37 zeigt, dass die Spannung des Audiosignals (grün, durchgängig) nur zwischen 0V und 5V schwankt. Die Addition ist also korrekt verlaufen. Allerdings lässt sich bei 2,8ms erkennen, dass es passieren könnte, dass die Signalspannung an die schwankende Eingangsspannung herankommt und damit in einen Bereich, in dem der OPV nicht mehr aussteuern kann. Hier könnte es zu Verzerrungen kommen, was allerdings vom Netzgerät und deren Toleranz abhängt, welches durch die Einstellbare Verstärkung der Audiogruppe umgangen werden kann. Trotzdem zeigt der Plot das erwartete Verhalten.

** Profile: "SCHEMATIC1-bias" [P:\Projektlabor08_Modem\komparator_hausaufgabel-pspicefiles\schematic1\bias.sim]
 Date/Time run: 07/01/08 14:49:44 Temperature: 27.0



Date: July 01, 2008

Page 1

Time: 14:55:08

Abbildung 37: Stabilisierte Spannung

5.4.3 Bauteile von Komparator und Dreieckgenerator

Um die Schaltung zu realisieren wurden folgende Bauteile verwendet:

Bauteil	Wert	Device	Package	Description
C1	22p	C-EU025-024X044	C025-024X044	CAPACITOR,
C2	100n	C-EU050-030X075	C050-030X075	CAPACITOR,
C3	100n	C-EU050-030X075	C050-030X075	CAPACITOR,
C4	100n	C-EU050-030X075	C050-030X075	CAPACITOR,
C5	100n	C-EU050-030X075	C050-030X075	CAPACITOR,
C6	10u	CPOL-EUE3.5-8	E3,5-8	POLARIZED CAPACITOR
IC1	LT1016CN	LT1016CN	DIL08	COMPARATOR
IC2	LM339N	LM339N	DIL14	
IC3	LM317TS	317TS		VOLTAGE REGULATOR
IC4	LM318N	LM318N	DIL08	OP AMP
JP1	PINHD-1X5	1X05	PIN	HEADER
R1	1k	R-EU_0207/10	0207/10	RESISTOR,
R2	1k	R-EU_0207/10	0207/10	RESISTOR,
R3	1k	R-EU_0207/10	0207/10	RESISTOR,
R4	1k	R-EU_0207/10	0207/10	RESISTOR,
R5	500Ohm	R-EU_0207/10	0207/10	RESISTOR,
R6	2k	R-TRIMM64W	RTRIM64W	Trimm resistor
R7	1k	R-EU_0207/10	0207/10	RESISTOR,
R9	560k	R-EU_0207/10	0207/10	RESISTOR,

R10	330k	R-EU_0207/10	0207/10	RESISTOR,
R11	15k	R-EU_0207/10	0207/10	RESISTOR,
R12	56k	R-EU_0207/10	0207/10	RESISTOR,
R13	1Meg	TRIM_EU-RJ9W	RJ9W	POTENTIOMETER
U\$1	LT1498	LT1498	DIL08	
U\$2	BNCBU-PR90	BNCBU-PR90	BNCBU-PR90	
X1	PG203J	PG203J	PG203J	MIC/HEADPHONE

5.4.4 Visualisierung der Schaltung auf dem Board

Zusätzlich wurden die Flächen auf der oberen und auf der unteren Seite ausgefüllt, welches bei Hochfrequenzschaltungen die Abstrahlung reduzieren soll und die zu ätzenden Flächen reduziert, wodurch an Säure gespart werden kann. Da dies aber nicht der Übersichtlichkeit dient, wurden die Füllflächen hier weggelassen.

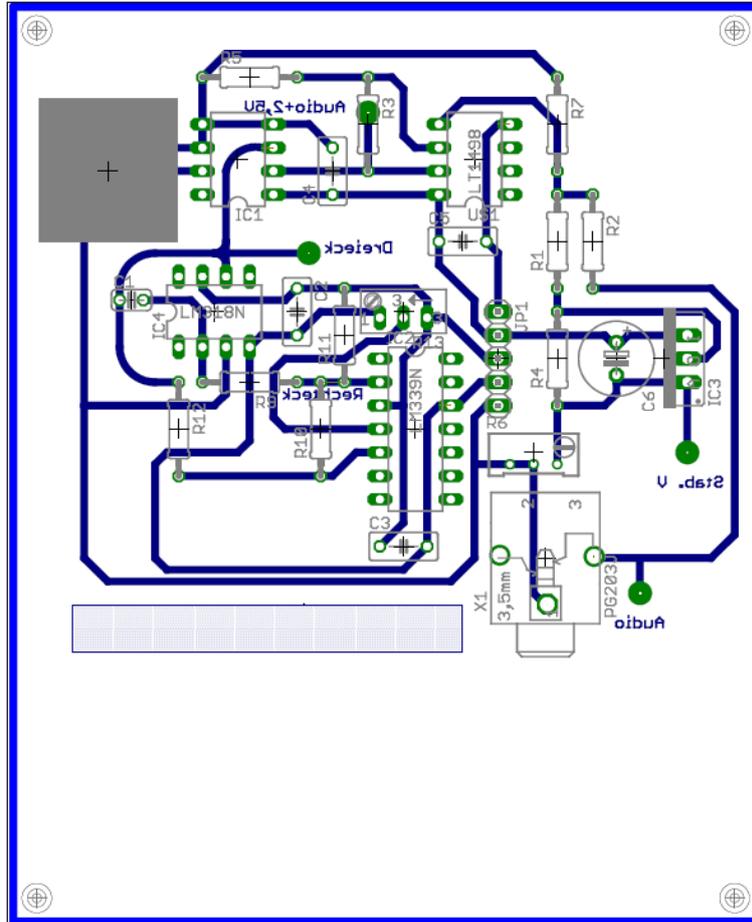


Abbildung 38: Eagle Board Dreiecksgenerator und Komparator (ohne Masseflächen)

5.4.5 Schnittstellen

Die Schnittstelle zur Audiogruppe sieht vor, dass das Audiosignal zwischen -2,5V und +2,5V symmetrisch um 0V übergeben wird. Da es Probleme gab einen Operationsverstärker zu finden, der nicht in SMD-Bauweise Rail-to-Rail bei den erforderlichen Geschwindigkeiten das Signal vergleicht, musste die Schnittstelle zur Lasergruppe kurz nach dem Schnittstellentermin geändert werden. Das PWM-Signal, welches übergeben wird, liegt nun zwischen 0,2 und 3,5V.

Außerdem übernimmt die Audiogruppe die Einstellung der maximalen Signalamplitude, wodurch eine weitere Dämpfung des Signals, die ursprünglich in dieser Schaltung vorgesehen war, nicht mehr realisiert worden ist.

5.4.6 Quellen

- <http://www.elektronik-kompodium.de/sites/slt/1012151.htm> (11.05.2008, 11:54)
- Stefan Dummler; Lineare Addierer, Subtrahierer und Verstärker (Onlineausgabe bei Wikibooks, 11.05.08, 11:38, Kapitel 9)
- Schaltungstechnik Skript (TU Berlin, Prof. Mönich)

5.5 Demodulation (Erik Liebig und Sophie Lange)

5.5.1 Erklärung der Schaltung

Die Schaltung besteht aus drei aktiven Sallen-Key-Tiefpassfiltern 2. Ordnung (Abbildung 39) und einem aktiven Hochpassfilter 1. Ordnung (Abbildung 40). Damit wird insgesamt ein Tiefpassfilter 6. Ordnung erzeugt, welcher mit dem Hochpassfilter gemeinsam einen Bandpassfilter ergibt. Der Bandpassfilter besitzt zwei -3dB Grenzfrequenzen: 20Hz und 10kHz. Der verwendete Filter soll zum einen das hochfrequente pulswellenmodulierte Audiosignal, welches von der Gruppe 3 überliefert wird wieder in ein sinusförmiges Signal umwandeln und zum anderen bestimmte Frequenzen herausfiltern, die nicht mehr im hörbaren Bereich des menschlichen Gehörs liegen und das Eingangssignal abschwächen. Die hohe Ordnung des Filters ermöglicht durch die Steilheit des Amplitudengangs im Übergangsbereich eine gute Filterung des Audiosignals, außerdem besitzt der Filter die Butterworthcharakteristik, womit er flach im Durchlassbereich ist und das Audiosignal verzerrungsfrei übertragen kann.

Die Demodulation wird verwirklicht, indem mit dem Filter der Mittelwert des Rechtecksignals gebildet wird. Die gleichbleibende Periodendauer sowie die variierenden Pulsweiten des Rechtecksignals führen zu einem über die Zeit veränderlichen Spannungsmittelwert. Diesen Effekt erreicht man alleine durch den Tiefpassfilter. Der Hochpassfilter ist für die Demodulation irrelevant, er wurde in diesem Fall nur benutzt um eventuell auftretende Gleichspannungssignale herauszufiltern, die in Gruppe 4 für die Logik bzw. das Klingelsignal benötigt werden, aber allerdings nicht hörbar sein sollen.

Da von der Gruppe 4 ein Spannungssignal mit einer Amplitude von 1V verlangt wird, welches um 0V schwingt muss die Filterschaltung das Eingangssignal welches zwischen 0V und 5V liegt um den Wert $-2/5$ abschwächen. Dies wird einzig und allein in dem Hochpassfilter verwirklicht.

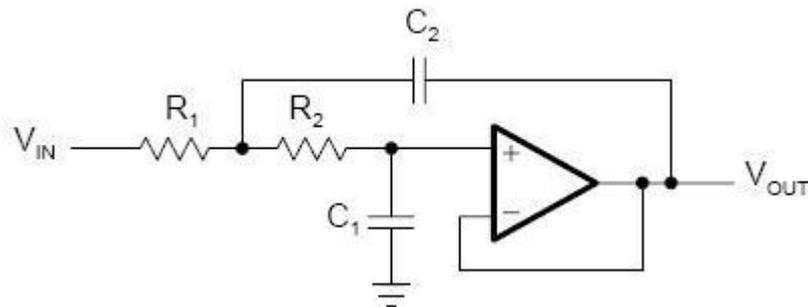


Abbildung 39: Schaltung Tiefpassfilter 2. Ordnung

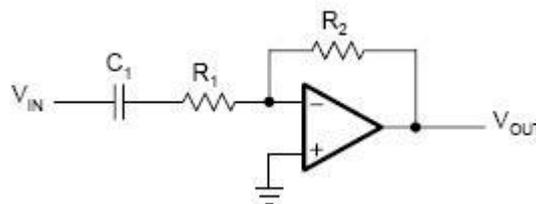


Abbildung 40: Schaltung Hochpass 1. Ordnung

5.5.2 Schnittstellen

Das Eingangssignal ist ein Rechtecksignal mit der Frequenz von 100kHz, variierenden Pulsweiten und einer gleichbleibender Periodendauer, welches Spannungswerte von 0V und 5V annimmt. Das Ausgangssignal ist sinusförmig, hat eine Frequenz von 20Hz bis 10kHz und schwingt zwischen -1V und 1V. Die Schnittstellen zu den anderen Gruppen bestehen aus einem BNC-Stecker für die Verbindung zur Gruppe 3 und einer Klinkenbuchse für die Übertragung des Audiosignals zur Gruppe 4.

5.5.3 Schaltungsdimensionierung

Tiefpassfilter 2. Ordnung mit Butterworthcharakteristik:

Ausgehend von einem Tiefpassfilter 6. Ordnung mit der Grenzfrequenz 10kHz und der Dämpfung $6 \cdot 20\text{dB/Dekade} = 120\text{dB/Dekade}$ ergibt sich für einen Tiefpassfilter 2. Ordnung mit der Dämpfung $2 \cdot 20\text{dB/Dekade} = 40\text{dB/Dekade}$ eine Grenzfrequenz von etwa 28kHz, außerdem besitzen alle Tiefpassschaltungen die Verstärkung $A_0 = 1$. Die Kondensatoren werden auf den Wert 1nF festgelegt.

Berechnung der Widerstände:

$$f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C = 1nF, f_g = 28kHz$$

$$\Rightarrow R = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 28,3kHz \cdot 1nF} \approx \underline{\underline{5k\Omega}}$$

Hochpassfilter 1. Ordnung mit Butterworthcharakteristik:

Der Hochpassfilter hat eine Verstärkung von $A_\infty = -\frac{2}{5}$ und eine Grenzfrequenz von 20Hz. Der Kondensator wird auf den Wert 100nF festgelegt.

$$A_\infty = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{2}{5}$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

$$C_1 = 1nF, f_g = 20Hz$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot f_g} = \frac{1}{2\pi \cdot 1nF \cdot 20Hz} \approx \underline{\underline{80k\Omega}}$$

$$\Rightarrow R_2 = \frac{2}{5} \cdot R_1 \approx \underline{\underline{32k\Omega}}$$

5.5.4 Simulation und Plots

Die Schaltung wurde mittels PSpice simuliert. In Abbildung 41 ist der Amplitudengang der Filterschaltung abgebildet. Man kann sehen, dass das Eingangssignal im Durchlassbereich 1V beträgt und somit eine Dämpfung von 2/5 erreicht wurde. In Abbildung 42 ist der Amplitudengang des Filters in dB dargestellt. Die Messung in PSpice ergibt, dass die Grenzfrequenzen des Bandpassfilters 19,4Hz und 9,9kHz betragen.

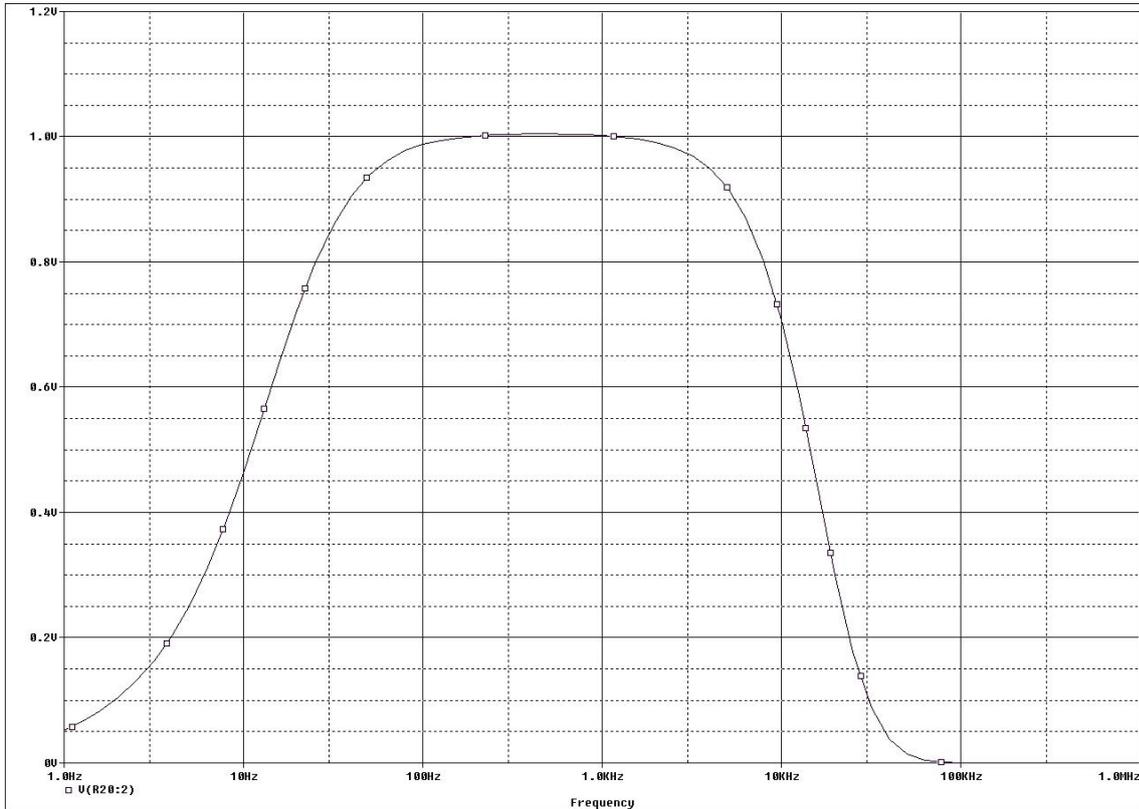


Abbildung 41: Amplitudengang

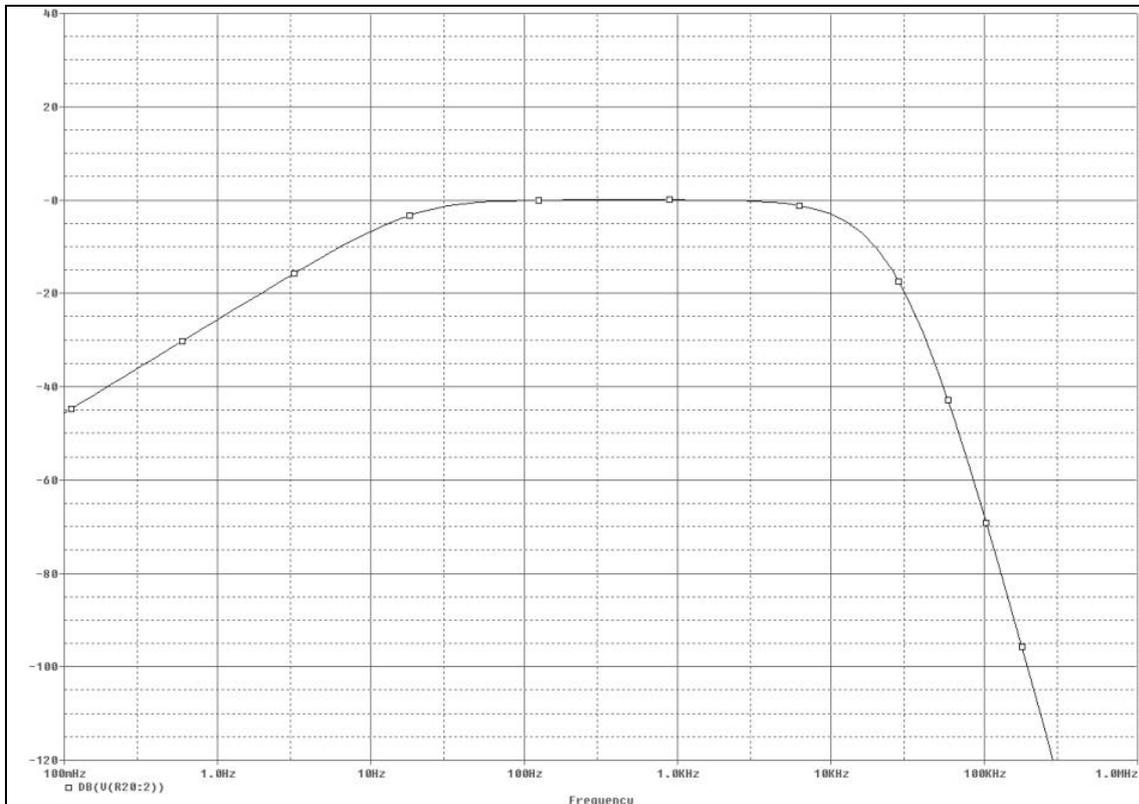


Abbildung 42: Amplitudengang in dB

5.5.5 Steckbrettaufbau

Der Schaltung wurden zusätzliche Kondensatoren eingefügt, die die Versorgungsspannung der Operationsverstärker stabilisieren sollen. Außerdem wurde ein Elektrolytkondensator direkt hinter dem Stecker für die Versorgungsspannung eingesetzt der Spannungsspitzen beim Einschaltvorgang abfangen soll. Ansonsten wurde die Schaltung ohne Abwandlungen auf dem Steckbrett aufgebaut. Die Widerstände für die Filterschaltung stammen aus der E-Reihe und besitzen in der Tiefpassschaltung den Wert $R = 5,62\text{k}\Omega$ und in der Hochpassschaltung die Werte $R_1 = 82,5\text{k}\Omega$ und $R_2 = 33,2\text{k}\Omega$.

Die Messung des Ausgangssignals in Abhängigkeit von der Frequenz ergab folgendes Bodediagramm:

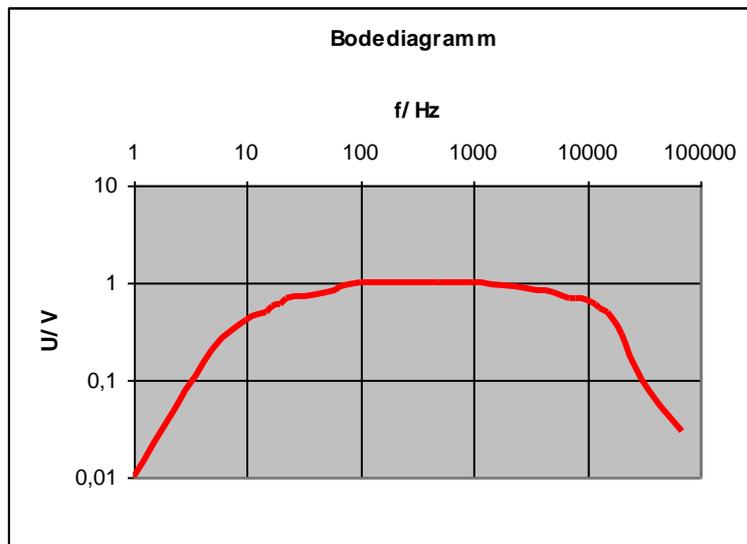


Abbildung 43: Bodediagramm

5.5.6 Platinaufbau

Der Platinaufbau wurde mit EAGLE Board konzipiert und ist in folgender Abbildung zu sehen.

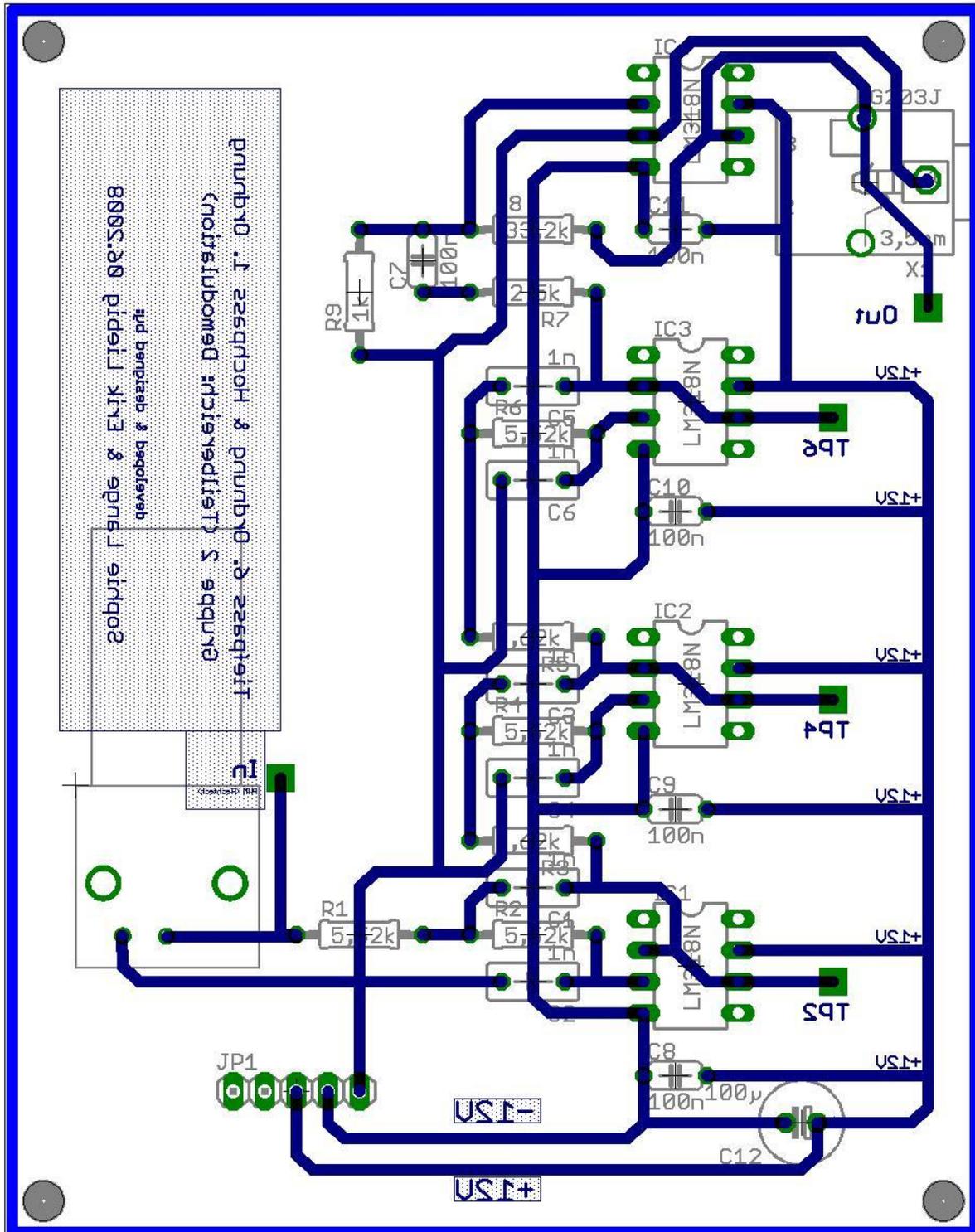


Abbildung 44: Platinaufbau

5.5.7 Fertige Schaltung

In Abbildung 45 ist die gesamte Schaltung zu sehen. Das Eingangssignal kommt über den BNC-Stecker. Das Ausgangssignal wird auf eine Klinkenbuchse gegeben, über die man das Audiosignal über einen Verstärker auf einen Lautsprecher ausgeben kann. Die Spannungsversorgung erfolgt über den 5-poligen Stecker, von dem nur die Anschlüsse $\pm 12V$ und Masse benötigt werden, der benötigte Betriebsstrom für die Schaltung beträgt etwa 100mA. Sämtliche OPVs sind multi-supply-fähig, d.h. sie können mit positiver und negativer Versorgungsspannung von $\pm 12V$ betrieben werden. Dies war insofern wichtig, weil das Ausgangssignal um 0V schwingen soll und demzufolge auch negative Werte annehmen muss. Zum anderen wurde sich für diese Spannungsebene entschieden, weil die OPVs nicht Rail-to-rail-fähig sind und mit 5V Versorgungsspannung keine 5V Ausgangsspannung ausgeben können und somit das Eingangssignal, welches im Bereich von 0V bis 5V liegt nicht richtig verarbeiten können. Der Widerstand R_9 wurde zusätzlich eingefügt um den Ausgang der Tiefpassschaltung zu belasten und somit das Rauschen des Ausgangssignals zu mindern.

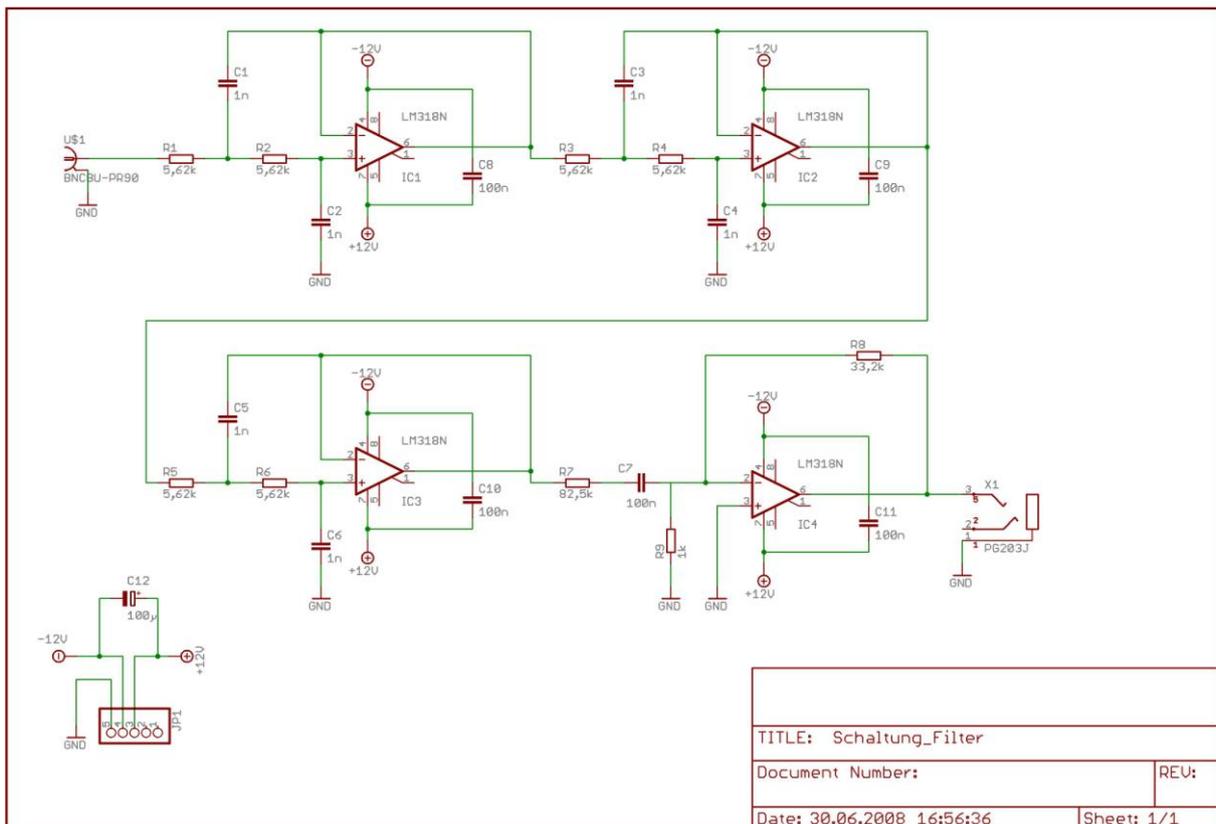


Abbildung 45: Gesamte Filterschaltung

5.5.8 Bauteileliste

Menge	Wert	Device	Bauteile
1	1k	R-EU_0207/10	R9
6	1n	C-EU050-030X075	C1, C2, C3, C4, C5, C6
6	5,62k	R-EU_0207/10	R1, R2, R3, R4, R5, R6
1	33,2k	R-EU_0207/10	R8
1	82,5k	R-EU_0207/10	R7
1	100 μ	CPOL-EUE2.5-7	C12
5	100n	C-EU050-024X044	C7, C8, C9, C10, C11
1	BNCBU-PR 90'	BNCBU-PR 90'	U\$1
4	LM318N	LM318N	IC1, IC2, IC3, IC4
1	PG203J	PG203J	X1

5.5.9 Quellen

(1) Lutz von Wangenheim – Aktive Filter in RC-Technik und SC-Technik, 1991 (ISBN: 978-3-778-51894-6)

(2) <http://www.progshop.com/versand/know-how/op-amp.html>

(3) <https://ces.karlsruhe.de/culm/praktikum/ct2/bandpass.htm>

(4) <http://focus.ti.com/lit/ml/sloa088/sloa088.pdf>

(5) <http://de.farnell.com/3>

Abbildungen 39,40: <http://focus.ti.com/lit/ml/sloa088/sloa088.pdf>

6 Gruppe 3: Lasersender und Laserempfänger

6.1 Lasersender

6.1.1 Haj hassan, Mohamed

6.1.1.1 Aufgabe der Schaltung

Die Aufgabe von meiner Schaltung ist dass sie die geeignete Spannung für die Laserdiode zu besorgen muss. Von Gruppe 2 kommt eine rechteckförmige Spannung [0,2V-3,7V], und mit Hilfe von den beiden muss die Spannung zu einem rechteckförmigen Signal [1V-3V] umgewandelt werden.

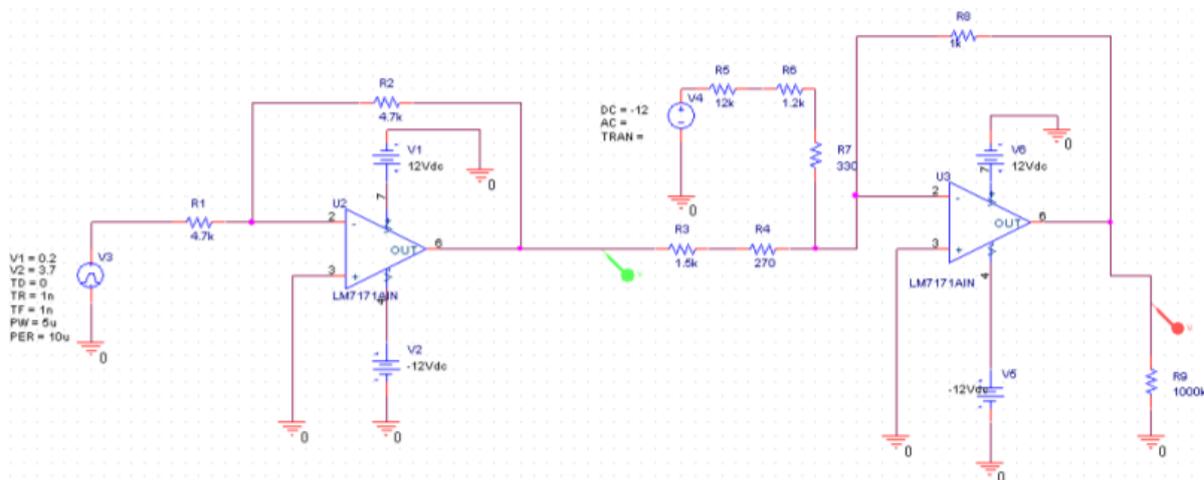


Abbildung 46: Schaltungsentwurf mit Pspice

Das ist eine Simulation von einem invertierten Verstärker mit einem Addierer. Von Gruppe 1V-3V] umgewandelt werden, denn die Laserdiode braucht eine Spannung wie diese. Zuerst wird der invertierende Verstärker die Spannung zu [-3,7V - -0,2V] invertieren, und das ist nach dieser Funktion $U_a = (-R_2/R_1)U_e$ und $R_2 = R_1 = 100\Omega$, d.h. $U_a = -U_e$. Danach geht die invertierte Spannung in den Addierer, und in diesem Fall ist sie die untere Eingangsspannung und in der oberen Spannung gibt es eine Gleichspannung von -10V.

Am Ende erhalten wir eine rechteckförmige Spannung [1 V-3V] , und das ist nach dieser Formel:

$$U_a = -R_5 \cdot (U_{e1}/R_3 + U_{e2}/R_4)$$

$$R_3^* = R_3 + R_4 = 1,5k\Omega + 270\Omega = 1770\Omega$$

$$R_4^* = R_5 + R_6 + R_7 = 12k\Omega + 1,2k\Omega + 330\Omega = 13530\Omega$$

$$R_5^* = R_8 = 1k\Omega$$

Wir haben nicht die Werte von R_3^* und R_4^* in einem Widerstand, deswegen habe ich Widerstände in Reihe geschaltet um diese Werte zu haben.

Am Anfang erhalten wir eine rechteckförmige Spannung [0,2V-3,7V] , sie heisst in Pspice (VPULSE), sie ist die Spannung von Gruppe 2 . $V_1 = 0V$ und $V_2 = 3,4V$, die

Anstiegszeit $TR=1$ Nanosekunde, die Abstiegszeit $TF=1$ Nanosekunde, $TD=0$ und die Pulslänge = 5 Mikrometer und die Periodendauer = 10 Mikrosekunden.

Die untere Eingangsspannung bei dem Addierer ist die Ausgangsspannung vom invertierenden verstärker, und die obere Eingangsspannung ist die Gleichspannung von $-10V$. Sie heisst in Pspice(VSRC). Der VSRC hat 3 Teile, in DC habe ich -10 gelegt ,weil die Gleichspannung soll $-10 V$ sein .

In dieser Schaltung habe ich 2 OPV(LM 7171 AIN) benutzt weil unsere Schaltung muss schnell sein und braucht schnelle OPVs. Ich habe in diese Schaltung 9 Widerstände benutzt, aber R9 ist nur einen Widerstand, damit wir später die Ausgangsspannung simulieren können.

Bei dem ersten OPV habe ich eine Versorgungsspannung von $\pm 12 V$ ausgesucht . Die beide Versorgungsspannung heißen in Pspice(Vdc).

Hier ist der Plot der Simulation:

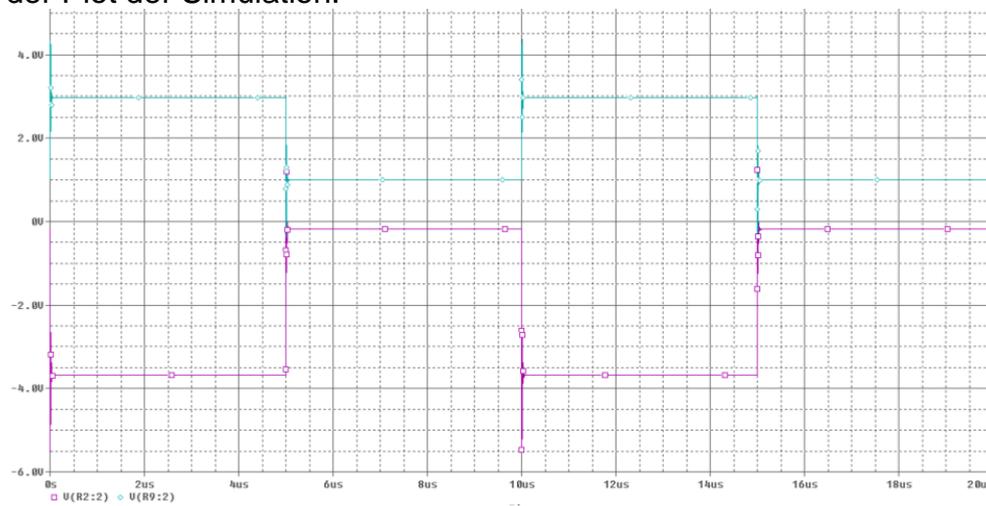


Abbildung 47: Plot der Simulation

6.1.1.2 Plot

Die Schaltung ist in Pspice simuliert, und wir haben 10 Mikrosekunden die Laufzeit gewählt ,um 10 Periodendauern zu sehen. Wir haben 2 Spannungsmarkier gesetzt, eine nach dem ersten OPV und am R9, um die Ausgangsspannung(Nr 1) von dem invertierenden Verstärker und von der Ausgangsspannung(Nr 2) ,die am Ende kommt ,zu sehen.

Beide sind rechteckförmige Signale.

Das grüne Signal ist die Ausgangsspannung(Nr.1),und das rote Signal ist die Ausgangsspannung(Nr.2).

Wenn die Eingangsspannung $0,2 V$ ist ,dann erhalten wir bei Ausgangsspannung(Nr.1) eine Spannung von $-0,2V$ und bei Ausgangsspannung(Nr.2) $1 V$.

Wenn die Eingangsspannung $3,7 V$ ist ,dann erhalten wir bei Ausgangsspannung(Nr.1) eine Spannung von $-3,7V$ und bei Ausgangsspannung(Nr.2) $3 V$.

Wenn wir die Zeitbasis verlängern, sehen wir Überschwingungen, oben und unten. Das hängt von den Werten von Widerstände, d.h. je höher die Werte der Widerstände sind, desto größer die Schwingungen sind .

Wenn die Rückkopplungsfade hochohmig sind, schwingt die Sprungantwort lange nach.

6.1.1.3 Eagle-Schaltung:

Mit dem Programm Eagle können wir das Layout erstellen und später ausdrücken. Und hier ist die Schaltung.

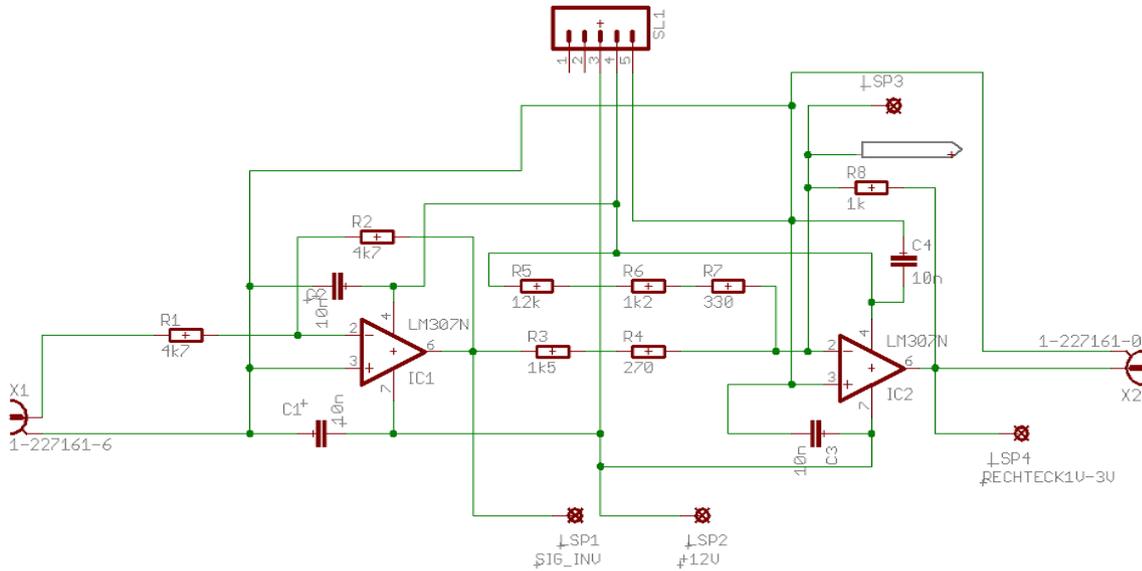


Abbildung 48: Eagleschaltung

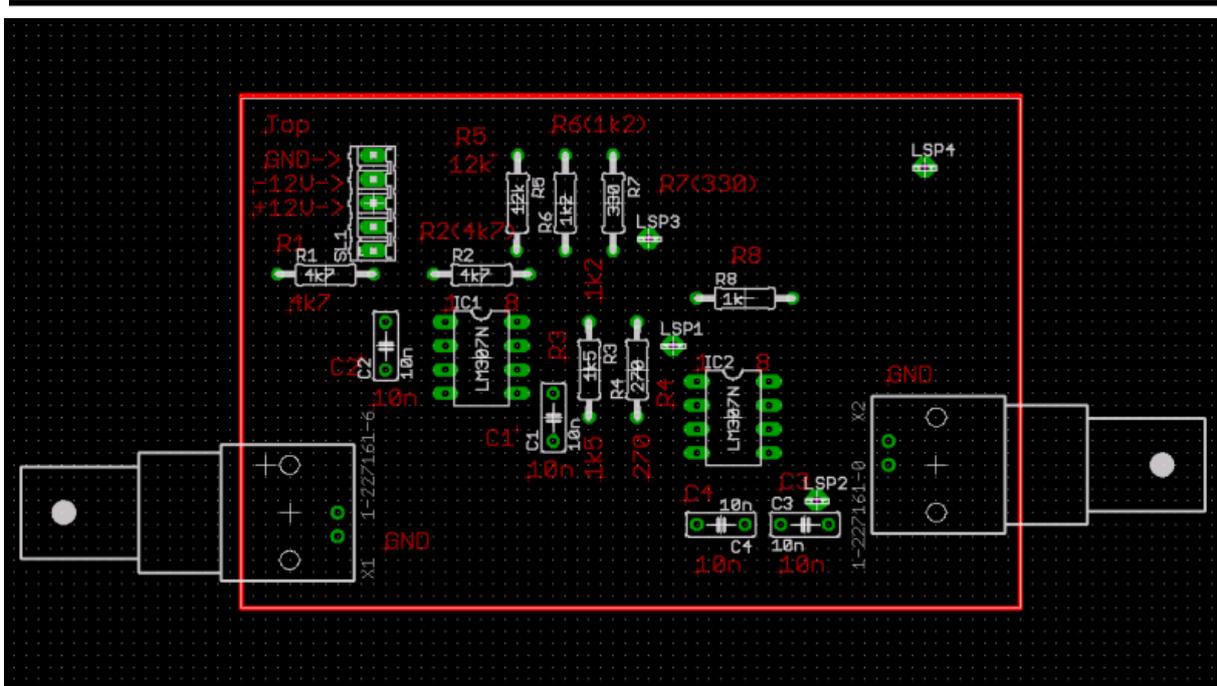


Abbildung 49: Top

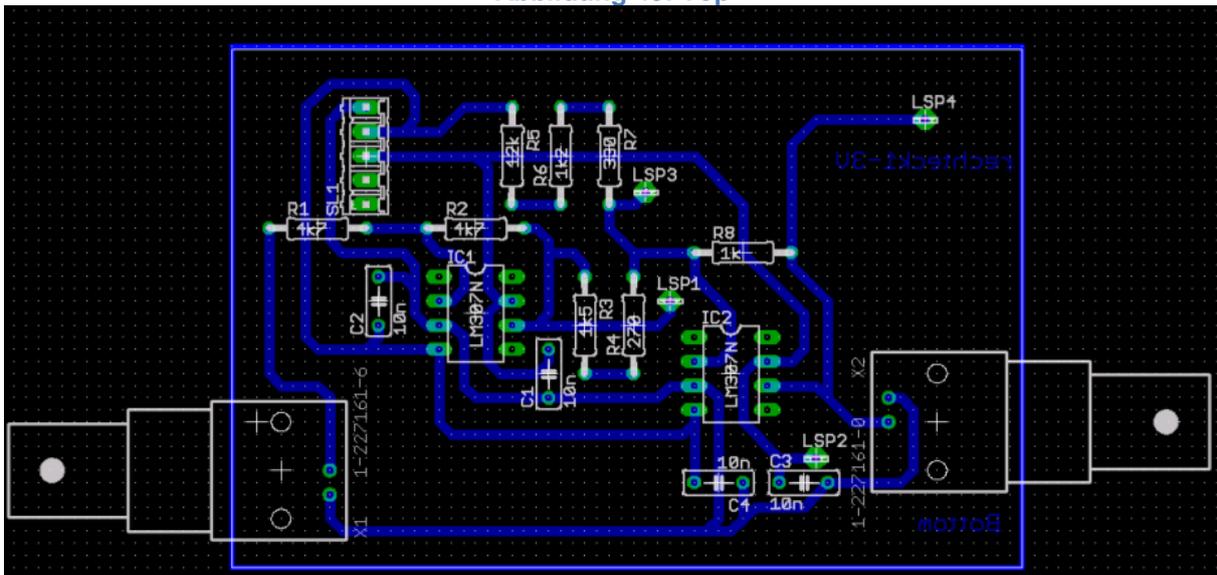


Abbildung 50: Bottom

6.1.2 Su, Pochang

6.1.2.1 Aufgabe des Lasersenders

Die Hauptaufgabe von Lasersender ist die Ansteuerung von Laserdiodenhelligkeit, um die Sprachsignal zu übertragen. Der Konzept der Ansteuerung von Laserdiodeshelligkeit ist durch den Strom über Laserdiode. Es kann mit der Hilfe der Transistor realisieren. Um den Ausgangsstrom zu kontrollieren, wird die Emitterschaltung angewendet. Der Entwurf einer passende Schaltung zum Betrieb wird später erläutert. Eingangssignal sei eine rechteckförmige Spannung von 1 bis 3 Volt von der Leistungsschaltung zwischen modulierte pulsförmiges Signal und Laserdiode.

6.1.2.2 Schaltungsentwurf mit Pspice

Der Laserdiode (rote, 650nm, sichtbar) wird typischerweise vom Strom 30mA getrieben. Maximal sollte nicht über 50mA geschritten werden. Als Eingang ist ein umgewandelte rechteckiges Signal 1~3V angelegt. Die Schaltung lässt den Strom durch Laserdiode im Mittel 38mA und dynamischen Bereich zwischen 20mA bzw. zwischen 28mA und 48mA. Die Schaltung ist im Bild 1. dargestellt.

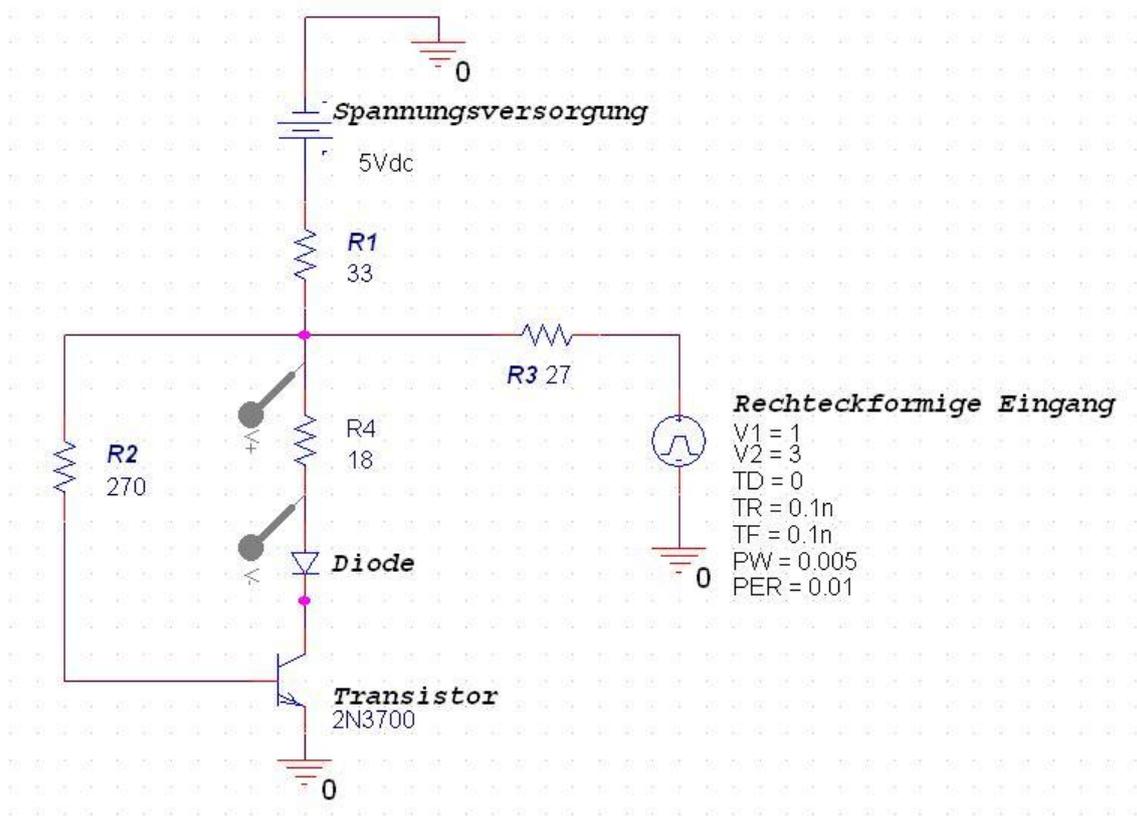


Abbildung 51: Schaltung mit Pspice

Zur anderen Alternative haben wir auch noch einen unsichtbaren Laserdiode (OPV 310) angewendet. Dazu muss man die Widerstände neu dimensionieren, damit der Strom bei typischem Betriebsstrom 7mA ist.

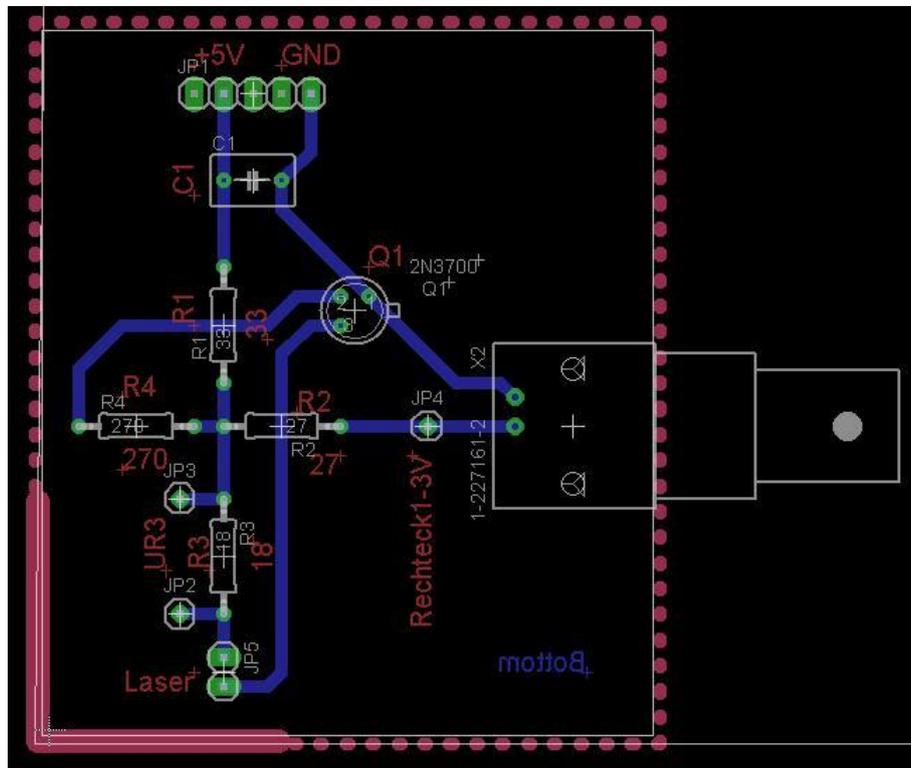


Abbildung 53: Layout bei (Bottom)

6.1.2.4 Test

Zum Test ist die fertige Schaltung erfolgreich funktioniert. Beim Test wurde die Schaltung auf der Platine überprüft. Als Eingang ist ein 1 bis 3 Volt rechteckförmiges Signal vom Funktionsgenerator angelegt. Zum Einen ist der Strom durch Laserdiode betrachtet worden. Den kann man durch den Spannungsabfall des Vorwiderstands umrechnen. Die Messwerte sind fast gleich wie vorher gerechnet. Nur kleine Leistungsverlust, aber die Ansteuerung ist trotzdem ausgezeichnet. Zum Anderen betrachten wir die Ansteuerung von Laserdiode bei Hochfrequenz. Wie die Bilder vom Oszilloskop gezeigt hatte, die Spannung bei dem Vorwiderstand (18 Ohm) präsentiert den Strom durch Laserdiode. Die rechteckformungen sind fast ähnlich wie Eingangssignal beim 10k und 100kHz. Nur beim 1MHz ist die nicht mehr ideal. Unter sind die Fotos, die beim Test fotografiert wurden.

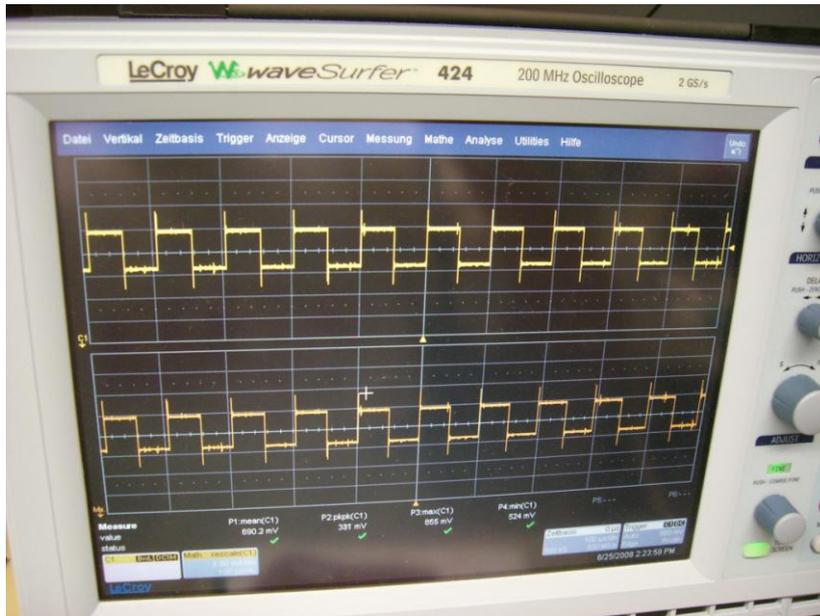


Abbildung 54: 10kHz

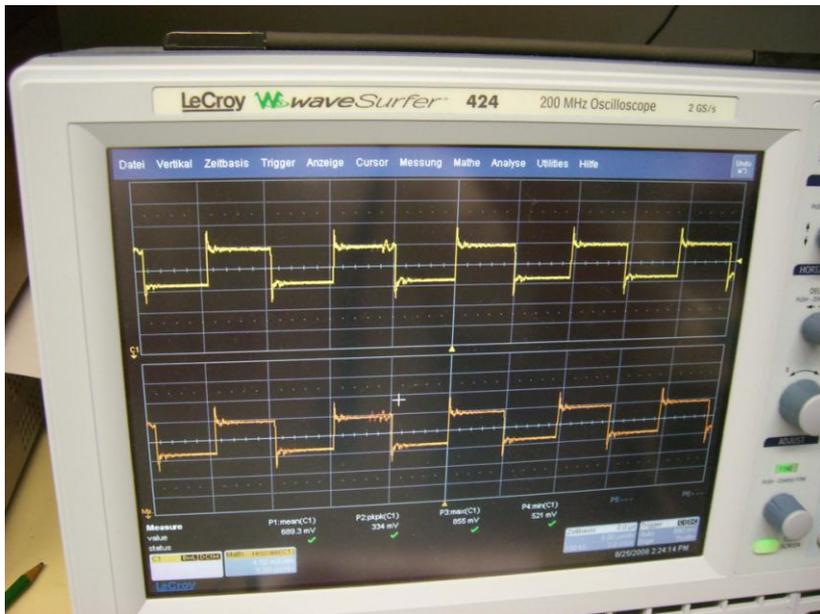


Abbildung 55: 100kHz



Abbildung 56: 1Mhz

6.1.3 Kohlmeier,Christian

6.1.3.1 Laserdiode und Collimator

Am Anfang des Projektlabors entschied ich mich für die Lasergruppe, weil mich das am meisten interessiert hat. Als dann die Gruppe intern zwischen Senden und Empfangen geteilt wurde meldete ich mich für die Sendergruppe weil ich unbedingt mit Laserdioden arbeiten wollte.

Die ersten 4 Wochen habe ich mit Po-Chang Su eine erste Laseransteuerungsschaltung entwickelt, danach habe ich als Gehäusebeauftragter vorwiegend um die Laserdiode und deren Divergenz gekümmert.

Zu Beginn suchten wir Laserdioden die schnell, sehr schnell ihre Helligkeit ändern können weil wir das Signal mittels der Helligkeit des Laserstrahls übertragen.

Ist der Informations Puls – Aus leuchtet die Laserdiode dunkler und wenn der Informations Puls – An ist leuchtet sie sehr Hell, Eingangs haben wir herausgefunden, dass es zu lange dauern würde wenn wir die Laserdiode zur Signalübertragung an-und ausschalten würden. Da sie eine gewisse Zeit braucht um voll zu strahlen, diese Zeit wäre zwar nur Mikrosekunden aber das wäre schon zu lange.

Unser Favorit war bzw. ist die Laserdiode OPV310 von Optek. Die Wellenlänge beträgt 850nm und sie hat eine max. Leistung von 1,5mW. Anhand dieser Werte haben wir auch die Photodiode ausgesucht da beide aufeinander abgestimmt sein sollten.

Die Laserdioden wurden bestellt, beim nächsten Treffen teilte uns Andi, unser Betreuer, mit dass die Laserdioden da sind. Und die Laserstrahlen im nicht sichtbaren Bereich sind, waren wir überrascht. Erstens positiv das die Laserdioden eingetroffen sind und negativ das der Laserstrahl nicht sichtbar ist. Dass hatten wir überhaupt nicht beachtet als wir uns über eine passende Laserdiode informierten.

Wobei man den Laserstrahl mit einer Videokamera sichtbar machen kann aber für Testaufbauten und zum Ausrichten ist das katastrophal.

Dann kam das Problem mit der Divergenz die wir nicht unbeachtet lassen können da wir den Laserstrahl fokussieren müssen, dazu nehmen wir einen Collimator.

Ich habe mich deswegen mit 2 Doktoranden von Prof. Bimberg getroffen um mich über das Problem mit der Divergenz zu unterhalten, wie ich erfuhr braucht man mindestens 2 Linsen, denn man muss die horizontale und die vertikale Divergenz ausgleichen. Außerdem gaben sie mir zu bedenken das die Leistung der Laserdiode zu gering sei da viel beim Übertragen zwischen den Häusern verloren geht.

Mit diesen Informationen machte ich mich auf die Suche nach Linsen, besser gesagt nach Collimatoren, ich fand zwar Collimatorlinsen aber keinen kompletten Collimator. Man hätte sich aus den Linsen einen eigenen bauen können, doch das aufeinander abstimmen der Linsen wäre zu kompliziert geworden. In Lasermodulen sind schon Collimatoren integriert aber sie sind zu teuer.

Ich lass mich durch ein Forum für Laserbastler um nach neuen Bezugsmöglichkeiten für Collimatoren zu suchen, da die mir bekannten, wie Reichelt, Conrad nichts brachten, da stieß ich auf Roithner-Laser in Wien, Österreich.

Da Gespräche mit Telefon nach Österreich rund 1€ kosten nahm ich per email Kontakt mit Roithner-Laser auf um mich über den Collimator GS-8019 zu informieren bezüglich Preis, Aufnahme für den Collimator und ob es einen besseren Collimator gibt. Der Collimator kostet 10,60€ ohne MwSt. und eine passende Aufnahme die Mountingtube LDMT-65-10 für 14,29 ohne MwSt. und ein besserer Collimator war nicht mehr verfügbar. Ich habe dann alles nach Rücksprache mit Andi, zusammen mit Kerstin Trubel bestellt. Als der Collimator sowie die Mountingtube bei uns eintrafen waren alle gespannt den die Divergenz der OPV310 Laserdiode sind 24° was sehr enttäuschend ist wurde doch ein "Narrow and concentric beam angle" versprochen um dies herauszufinden nahm ich Kontakt mit Optek auf da nichts im Internet oder im Datenblatt zu entnehmen war. Zwischen zeitlich bekamen wir die Laserdiode LD650-05 von Sanyo die mit 650nm und 5mw die Divergenz hier sind 30° horizontal und 8° vertikal, die Laserdiode leuchtet rot lässt sich dadurch besser ausrichten und die Arbeit geht einfach leichter und seiner Arbeit das erste Bild zeigt den Strahl ohne Collimator das zweite mit Collimator.



Abbildung 57: Collimatoren

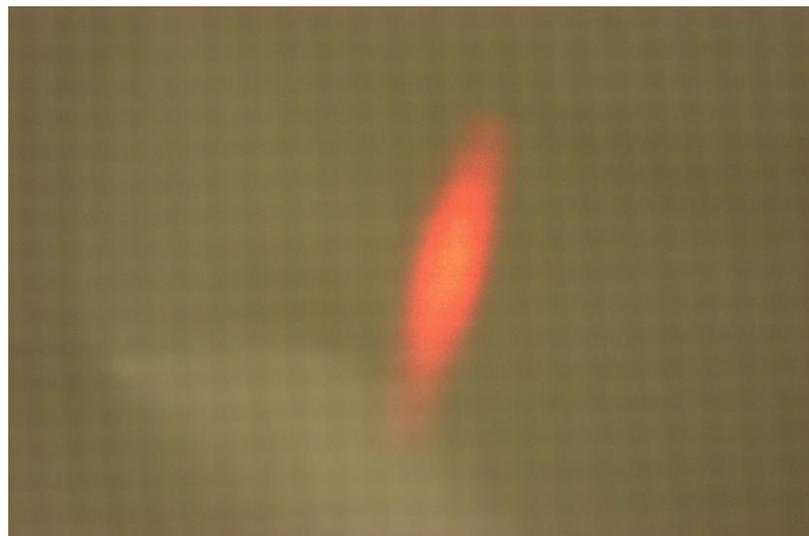


Abbildung 58: Strahl ohne Collimator



Abbildung 59: Strahl mit Collimator.

Die Laserdiode wird in ein Ende der Mountingtube gesteckt und am anderen Ende wird der Collimator geschraubt. Man kann dann durch Drehen die Brennweite einstellen, je nachdem welche Entfernung man zum Ziel hat. Allerdings sind dem auch Grenzen gesetzt, denn irgendwann ist der Laserstrahl zu schwach, um ein zufriedenstellendes Ergebnis im Ziel zu liefern, einen genauen Wert kann ich nicht nennen, aber zwischen den beiden Gebäuden sollte es funktionieren.

Dann kümmerte ich mich um die Ausrichtung des Lasers für das Gehäuse, in das die Platinen von Gruppe 2 und 3 kommen. Die Laserdiode sowie die Photodiode werden auf kleine Platinen gelötet und dann mittels Schrauben und Muttern ausgerichtet, wobei sie außerhalb des Gehäuses befestigt sind.

6.2 Laserempfänger

6.2.1 Raya, Moustafa

6.2.1.1 Schmitt-Trigger mit Bipolartransistoren

In unserem Projekt nach dem Empfangen des Lasersignals, erhalten wir ein elektrisches Signal, das gerauscht ist. Deshalb benötigen wir eine Entwurfsschaltung, die das Rauschen erlösen kann. Die Schaltung heißt Schmitt-Trigger. Sie wird zur Pulsformung benutzt. Man kann einen Schmitt-Trigger mit verschiedenen Varianten aufbauen.

Mit Hilfe von:

- 1) → Operationsverstärker (OPV)
- 2) → Bipolar-Transistoren
- 3) → Feldeffekt-Transistoren
- 4) → Mosfet-Transistoren

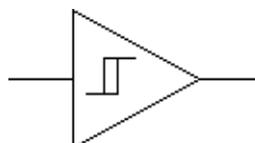


Abbildung 60: Sein Schaltzeichen

Ich habe für unser Projekt den Aufbau mit Hilfe von Bipolar-Transistoren entschieden, weil wir sehr hohe Schaltfrequenz bis 25 MHz benötigen, was schwierig mit einem OPV zu realisieren. Die Schaltung soll aus einem geräuschten Rechtecksignal vom Empfänger ein Rechteck-Signal formen und zu Gruppe 2 weiterleiten.

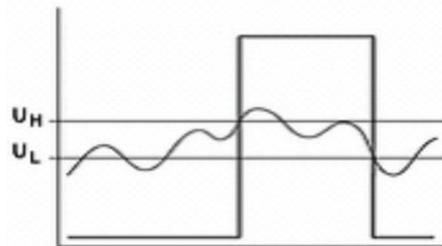


Abbildung 61: Funktionsweise

$U=0V$ wenn $U < U(L)$

$U=U_{max}$ wenn $U > U(H)$. Dabei hält der Ausgangspegel seinen Zustand, wenn sich der Eingangspegel zwischen U_L und U_H befindet (Hysterese). Der Übergang erfolgt

stets steil nach oben bzw. nach unten. Schmitt-Trigger ist Schwellwertschalter mit Hysterese ($U_{s1}-U_{s2}$), die beim Erreichen einer bestimmten Eingangsspannung am Ausgang umkippen und beim Erreichen einer anderen Eingangsspannung am Ausgang wieder voll zurückkippen. Das Kippen wird durch eine Mitkopplung erreicht. Je nach Phasendrehung des Verstärkers

Mit dem Rückkopplungsverhältnis legt man die Größe der Hysterese fest. Abbildung. Die Hysterese wird durch das Widerstandsverhältnis und die Schaltschwelle bestimmt.

Sie ist die geringe Differenzspannung zwischen den beiden Schwellspannungen auf der Eingangsseite ist die Hysterese.

6.2.1.2 Arten von Schmitt-Trigger

Invertierender Schmitt-Trigger

Nicht-invertierender Schmitt-Trigger

Präzisions-schmitt- Trigger

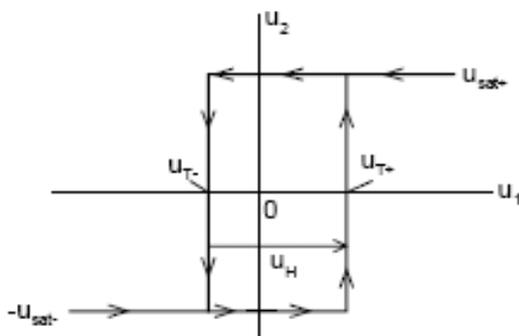


Abbildung 62: Kennlinie eines Schmitt-Triggers

Als erstes baut man die Schaltung in PSPICE um den Verlauf zu zeigen und die Dimensionierung zu machen.

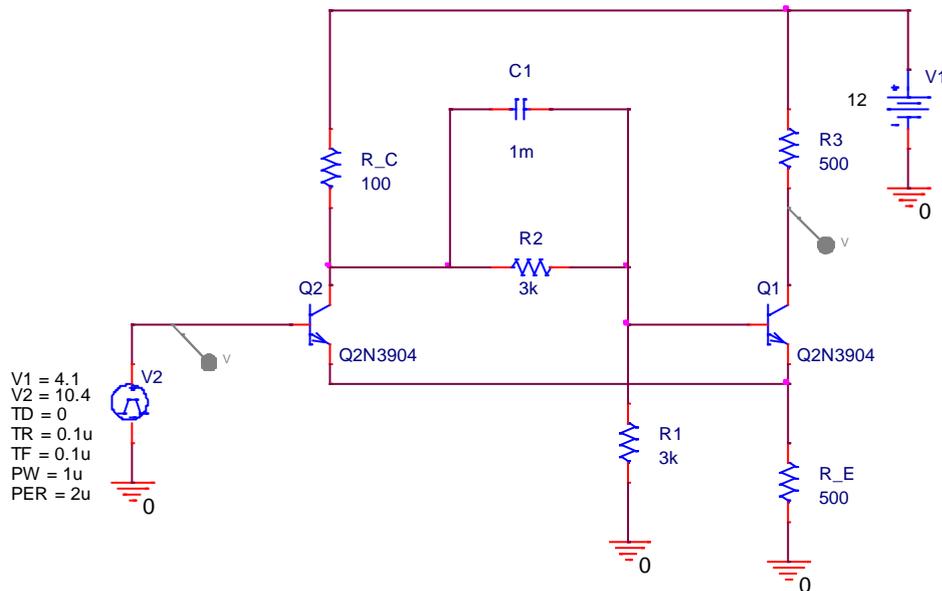


Abbildung 63: Pspicesschaltung

Q1 und Q2 sind die zwei gleichen Bipolartransistoren vom Typ Q2N3904 in Emitterschaltung. R_E gemeinsamer Emitterwiderstand ist. R_C und R3 sind die Kollektorwiderstände. C_1 ist ein Kondensator, hat den Einfluss auf die Rückwirkung. Je höher sein Wert ist desto schneller die Kippschaltung wird. R1 und R2 spielen die größte Rolle überhaupt bei der Dimensionierung, mit denen wir die Schwellspannungen ausrechnen oder die Ausgangsspannungen festlegen können.

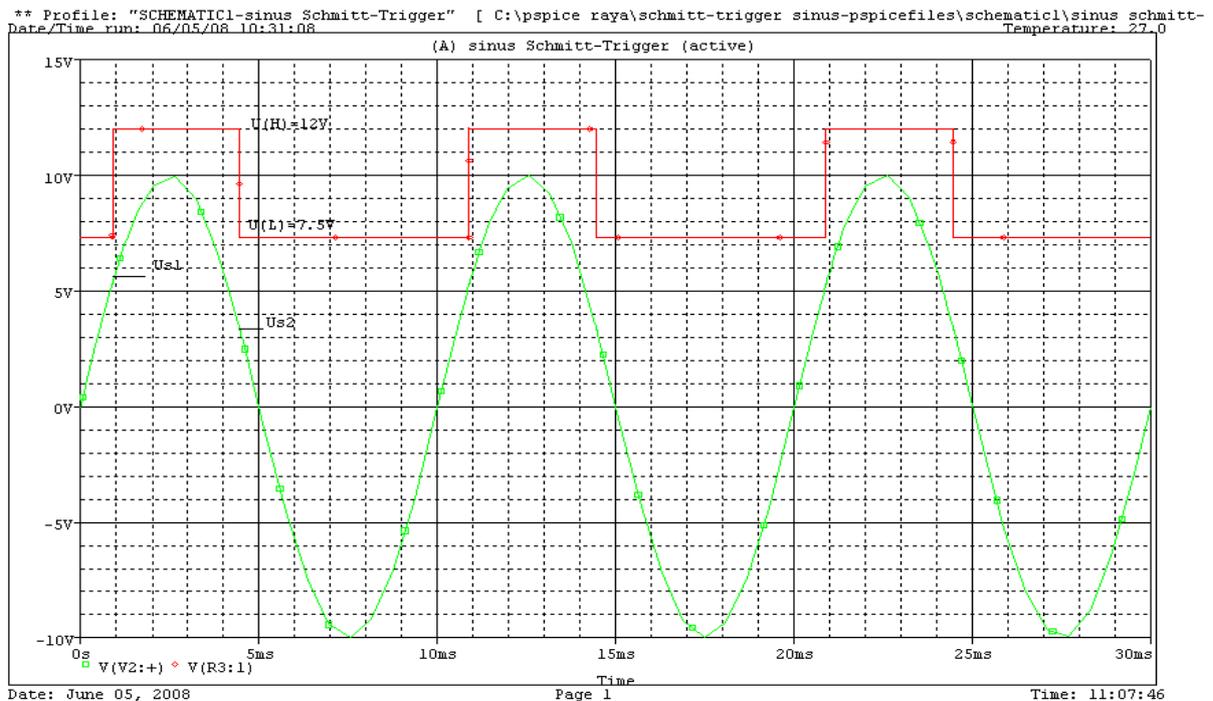


Abbildung 64: Simulationsverlauf

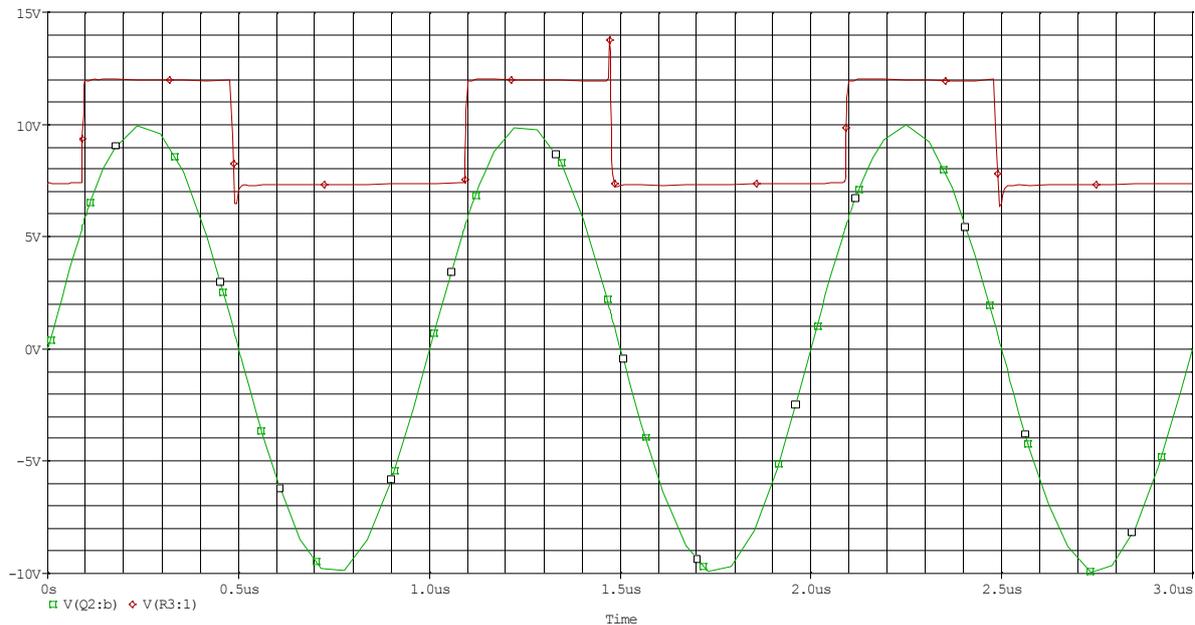


Abbildung 65: Simulation mit 1MegHzAbbildung

6.2.1.3 Beschreibung der Simulation mit dem Aufbau

So lange die Sinuseingangsspannung unterhalb U_{s1} , so ist die Basis von Q2 negativ gegen über seinem Emitter, der Transistor sperrt. Aus R1 und R2 gebildeten Spannungsteiler liegt eine positive Spannung an der Basis von Q1 so dass dieser leitend ist und fast die gesamte Betriebsspannung über seinem Arbeitswiderstand R3 abfällt bleibt $U(\text{aus})=U(L)$, so dass Q2 auch dann noch sperrt.

Wenn die Eingangsspannung U_{s1} überschreitet, ist die Basis von Q2 positiv gegen über seinem Emitter, der Transistor Q2 leitet $\rightarrow U(R_C)$ und $U(R_E)$ werden größer, so dass die Basis–Emitter-Spannung von Q1 geringer wird, so dass I_E von Q1 geringer wird und $U(R_E)$ auch und Q2 leitet mehr bis wir zu einem Zustand kommen, wo Q2 vollständig leitend wird und Q1 voll sperrt.

Dann $U(\text{aus})=U(V)=U(H)$. Der Prozess setzt sich so vor und damit wechselt sich die Ausgangsspannung sprunghaft zwischen $U(L)$ und $U(H)$.

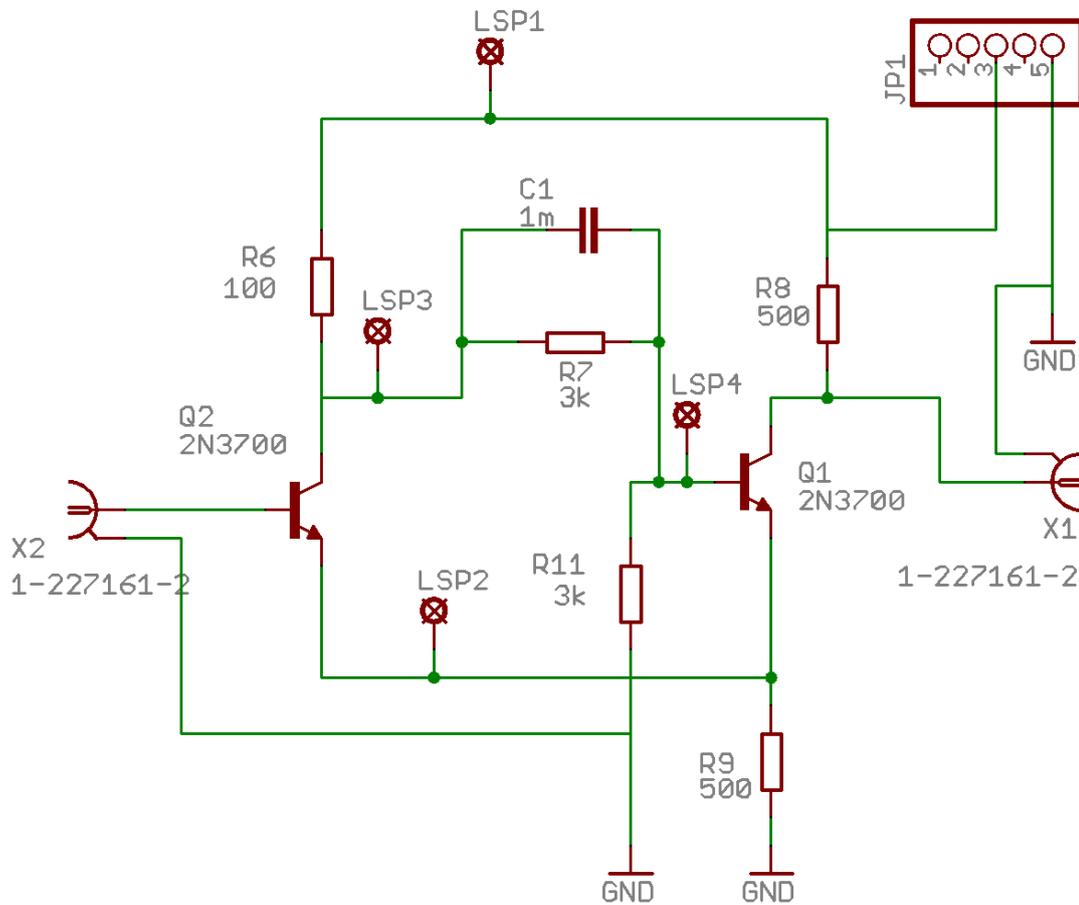


Abbildung 66: Schaltung in Eagle

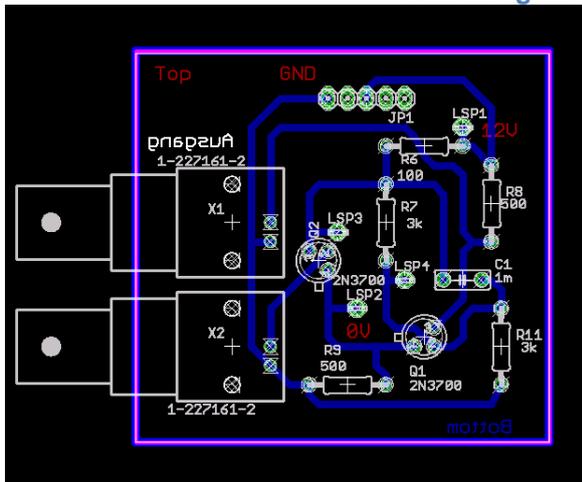


Abbildung 67: Board in Eagle:

6.2.2 Xiang,Guo

6.2.2.1 Aufgabe der Pulsformung

Die Aufgabe der Pulsformungsschaltung liegt darin das Signal der Empfängerschaltung in einem Rechtecksignal zu wandeln und dabei das Rauschen zu verringern.

6.2.2.2 Schnittstellenanforderung

Das Eingangssignal stammt von der Empfängerschaltung. Das Signal liegt zwischen 0V und +10V. Die Impulsdauer variiert von 40ns bis 10ns.

Das Ausgangssignal sollte 0V und +5V sein, damit es von der Demodulationsschaltung verarbeitet wird.

6.2.2.3 Entwurf und Test

Für die Pulsformung wird eine Schmitt-Trigger-Schaltung verwendet. Diese Schaltung wird mit einem Operationsverstärker aufgebaut. Hier müssen wir beachten, dass der OPV eine geringe Slew-Rate besitzen muss, d.h. die Anstiegszeit muss klein sein, weil die Frequenz des Signals sehr hoch ist.

Ein Anderes Problem liegt darin, dass wir mit einem Eingangssignal zwischen 0V und +10V, das Ausgangssignal zwischen 0V und 5V zu tun haben, deshalb müssen wir die Schmitt-Trigger-Schaltung anpassen. Zunächst erden wir die negative Versorgungsspannung am OPV und geben am positiven +12V Betriebsspannung(Single-Supply-Betrieb). So wird das Ausgangssignal auf Betriebsspannung angehoben. Anschließend müssen wir noch die Referenz Spannung am OPV ändern, da die beiden Schaltschwellen im positiven Bereich liegen.

Beim Testaufbau auf Steckbrett hat die Schaltung bei +4V bis +10V Eingangssignal gut funktioniert. Das Eingangssignal haben wir sinusförmig gewählt um die Schaltschwellen gut zu erkennen. Am Ausgang könnten wir eine Rechteckspannung bei einer Frequenz bis 200kHz erkennen. Danach wird der Anstiegs- bzw. Abfallverlauf exponentiell.

6.2.2.4 Dimensionierung

Der Operationsverstärker wird in Single-Supply-Betrieb betrieben, damit am Ausgang die Amplitude groß genug sei einen Spannungsteiler am Ende hinzuzufügen um die Signale bei 0V und +5V zu halten. Da das Ausgangssignal direkt nach dem OPV bei 10V liegt können wir die Widerstände R3 und R4 mit 22kΩ belegen.

Die Widerstände vor dem positiven Eingang des OPVs und der Feedback-Widerstand werden benutzt um die Schwellspannung einzustellen. Der Feedback-Widerstand und die Widerstände vor dem negativen Eingang des OPVs benutzen wir Potenziometern um spätere Änderung des Eingangssignals den Schmitt-Trigger anzupassen, weil die exakte Eingangsspannung noch nicht bekannt ist.

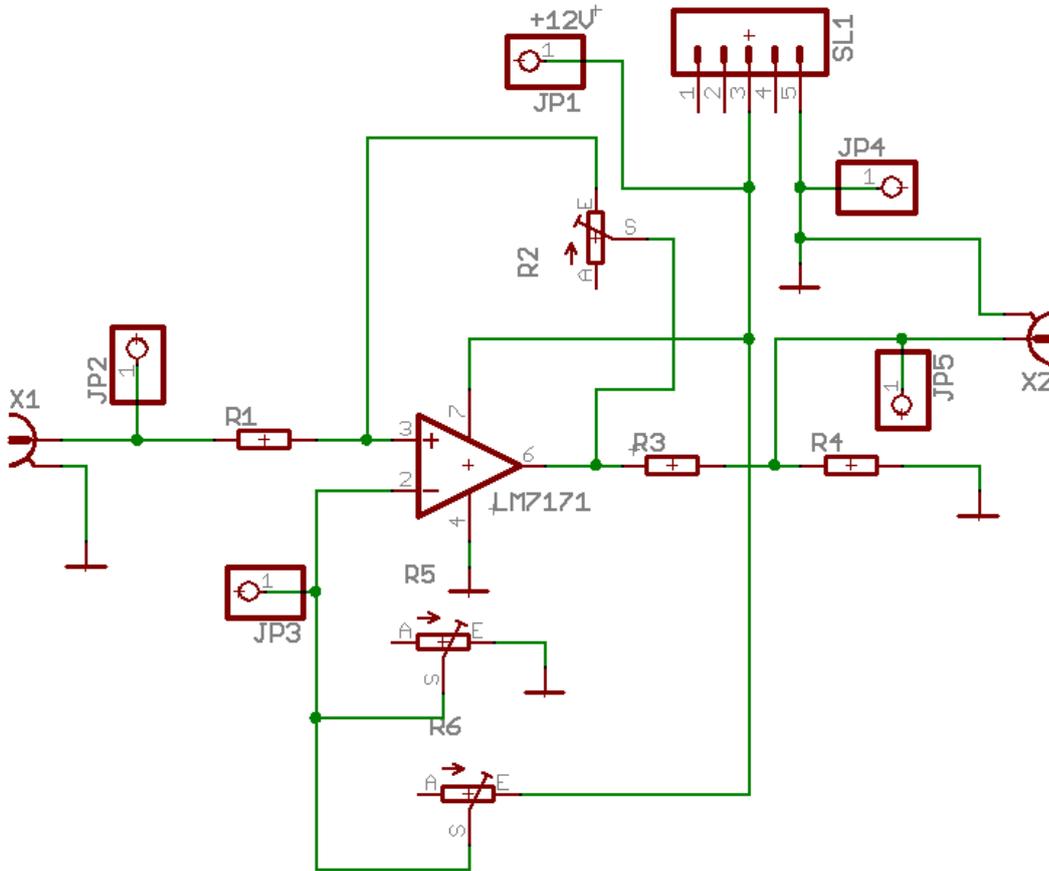


Abbildung 68: Schaltplan

Bauteil	Wert	Bezeichnung
PINHD-1X5 Stecker		SL1
Widerstand	22kΩ	R1
Widerstand	22kΩ	R3
Widerstand	22kΩ	R4
Potenzimeter	80kΩ	R2
Potenzimeter	7kΩ	R5
Potenzimeter	5kΩ	R6
LM7171 OPV	Voltage-Feedback Typ	LM7171
BNC-Stecker		X1
BNC-Stecker		X2

Tabelle 1 : Bauteilliste

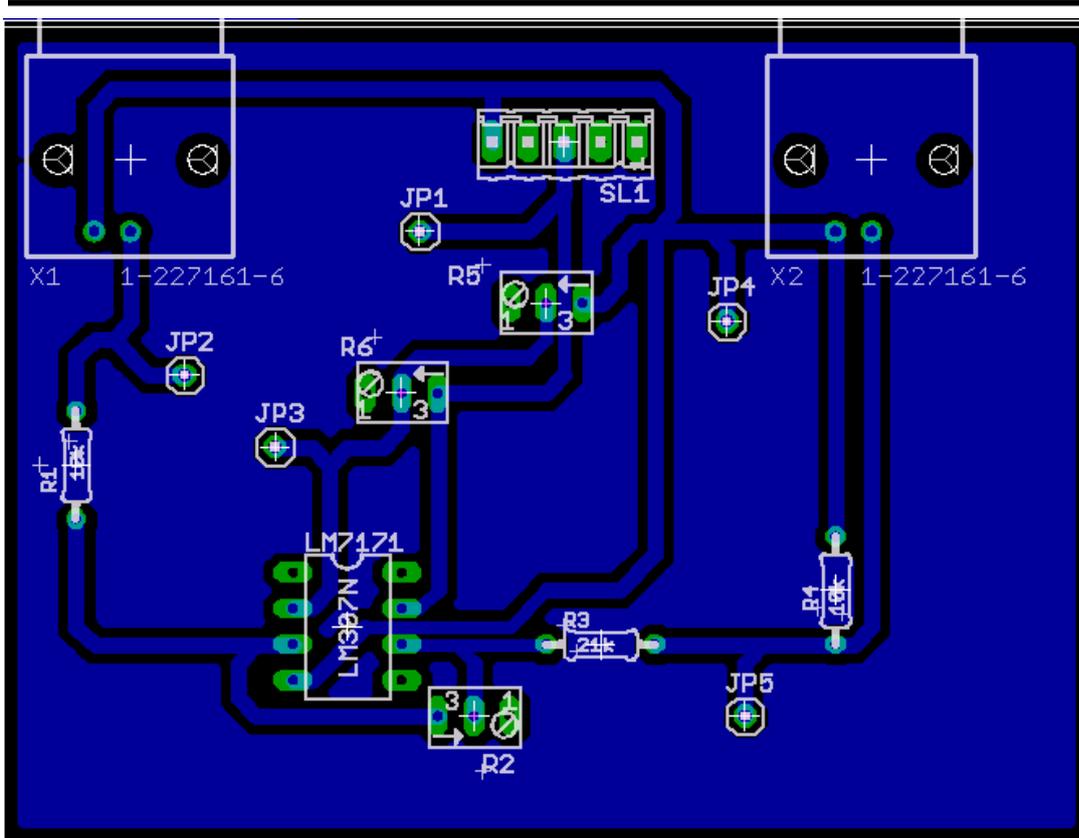


Abbildung 69: Platinenlayout (Bottom)

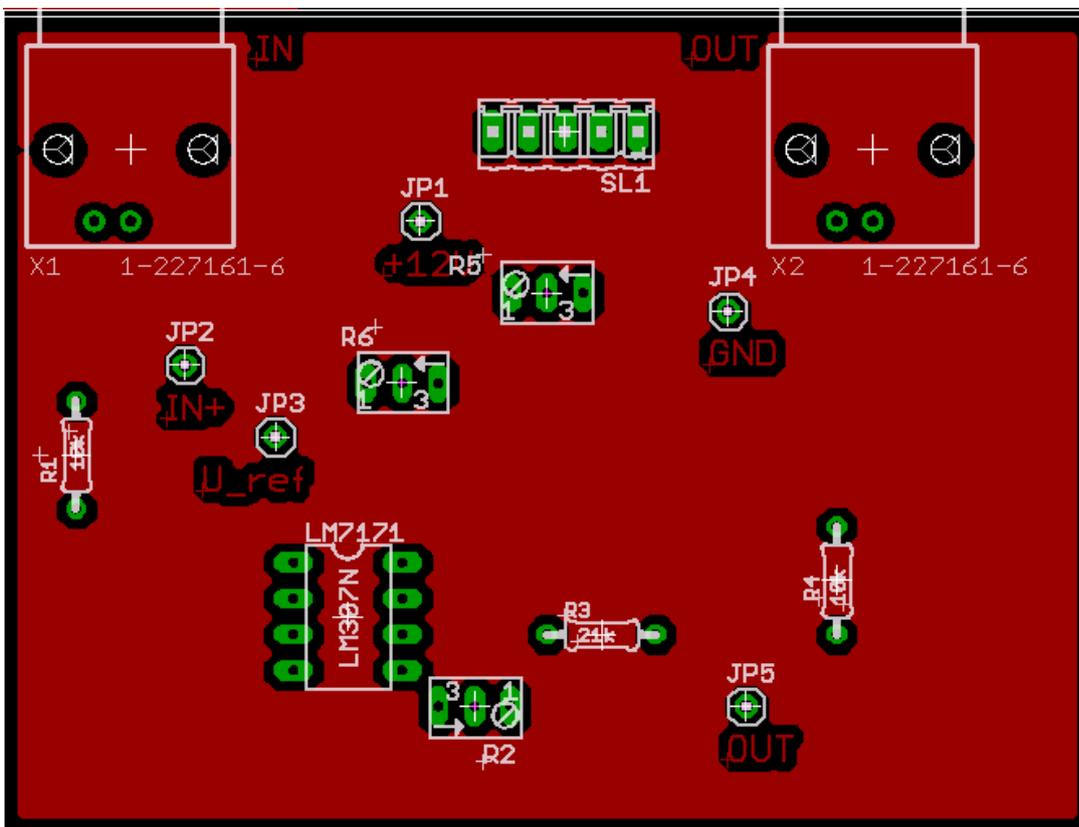


Abbildung 70: Platinenlayout (Top)

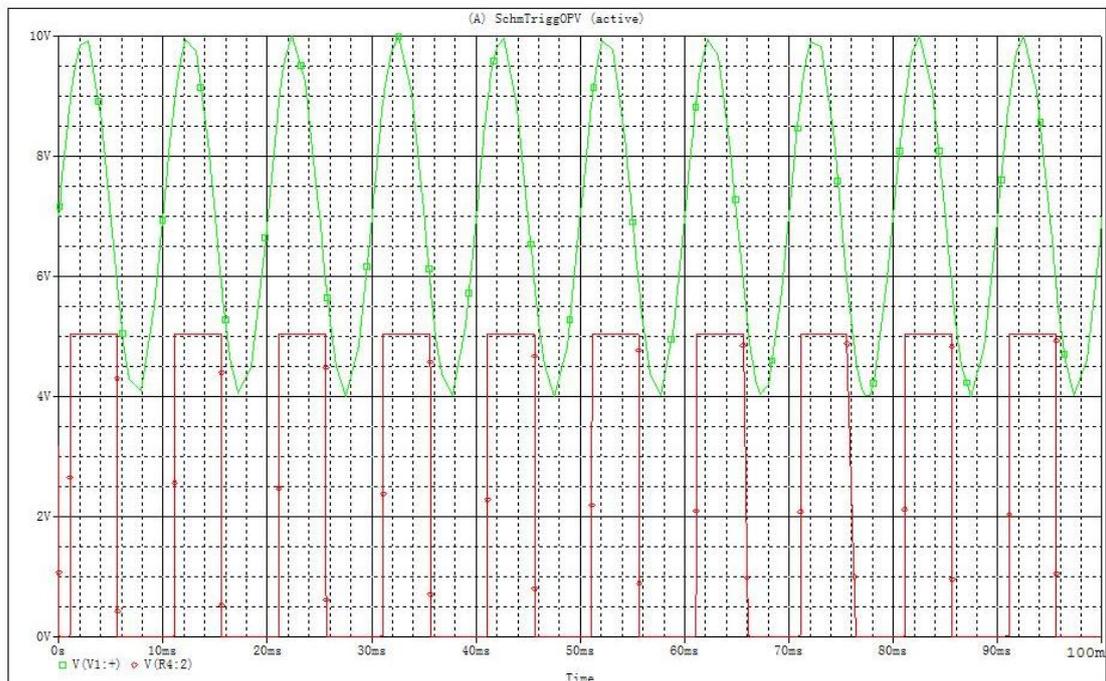


Abbildung 71: Plot

6.2.2.5 Probleme

Bei der endgültigen Platine gibt es noch Probleme, weil das Eingangssignal sich geändert hat. Das Signal geht von 0V bis +4V. Die neue Dimensionierung muss noch vorgenommen werden.

6.2.3 Literatur

LM7171 OPV Datenblatt

<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/microsemi/MSC0279A.pdf>

6.3 Weiming, Yao

6.3.1 Aufgaben der Empfängerschaltung

Im Rahmen des Projektes „Teelaser“ werden Signale in Form von pulswidenmodulierten Impulsen mit einem Laser gesendet. Die Aufgabe der Empfängerschaltung ist es diese Lichtimpulse zu detektieren und in Spannungsimpulse gleicher Form zu wandeln. Sie sitzt zwischen der optischen Übertragung unseres Signals und der weiteren elektrischen Übertragung und muss hinsichtlich der erforderlichen Geschwindigkeit und Genauigkeit entworfen werden.

6.3.2 Schnittstellenanforderungen

Sowohl die eingehenden Lichtsignale als auch die auszugebenden Spannungssignale besitzen vorgeschriebene charakteristische Größen. Die Empfängerschaltung muss diese Größen einhalten und ihre Aufgabe erfüllen.

Die einkommenden Lichtimpulse stammen von einem 650nm-Laser und haben eine Steig- und Fallzeit von 20ns. Die Impulsdauer kann zwischen 40ns und 10µs

variieren. Die Leistung des einkommenden Lichtes ist jedoch nicht genau bekannt, wird aber unter der maximalen Leistung des Lasers von 5mW liegen.

Das auszugebende Signal soll in ihrer Form dem einkommenden Impulssignal exakt gleichen und als Spannungssignal vorliegen. Der Amplitudenbereich ist nicht fest vorgeschrieben, jedoch sollte sie im positiven Bereich zwischen 0V und 10V bleiben. Die Differenz zwischen dem High-Pegel und dem Low-Pegel des Signals soll möglichst groß sein, der Offset soll möglichst gegen 0V gehalten werden, sodass das Signal besser von der Pulsformungsschaltung hinter der Empfängerschaltung verarbeitet werden kann.

Eingang	Ausgang
Lichtimpulse	Definierte Spannungsimpulse
20ns Anstiegs-/Fallzeit	20ns Anstiegs-/Fallzeit
650nm	Amplituden im Bereich 0V-10V
<5mW	

Tabelle 2: Schnittstellen

6.3.3 Konzept, Entwurf und Test(Vorüberlegungen)

Für die Erfassung des Lichtsignals musste ein optischer Sensor verwendet werden, der mit seiner Geschwindigkeit die kurzen Impulse noch erkennen kann. Dafür ist die PIN-Diode besonders gut geeignet. Die im Labor vorhandene Silizium-PIN-Fotodiode BPW-34 von Siemens mit einer Anstiegs- und Fallzeit von 20ns ist ausreichend für diesen Zweck. Ihre spektrale Empfindlichkeit erreicht bei 650nm 70% ihres Maximums, welches für unsere Zwecke ausreicht. Die Fotodiode erzeugt einen Fotostrom der proportional zur eingehenden Strahlungsleistung ist. Dieser Strom ist besonders klein und muss verstärkt und in eine dazu proportionale Spannung umgewandelt werden. Diese Aufgabe soll nun ein der Fotodiode nachgehender Transimpedanzverstärker erfüllen.

6.3.4 Erster Entwurf

Die Fotodiode wird in Sperrspannungsschaltung betrieben, da wir es mit schnellen Lichtmpulsen zu tun haben. Der Transimpedanzverstärker besteht aus einem Current-Feedback-OPV, dessen Ausgang über einen Feedback-Widerstand R_F mit dem negativen Eingang verbunden ist. Die Verstärkung ist über den Feedback-Widerstand einstellbar.

In dieser Form gab es jedoch beim Testaufbau erhebliche Probleme. Der Fotostrom hatte eine Größenordnung von 100 μA . Um diesen auf eine Spannung bis mehreren Volt zu wandeln mussten Feedback-Widerstände von bis zu 100k Ω verwendet werden. Mit einem großen Widerstand sinkt jedoch die maximal erreichbare Geschwindigkeit der Verstärkerschaltung, sodass die Impulsantwort hinter dem Verstärker in der Form nicht mit dem eingehenden Lichtsignal übereinstimmte. Zudem existierte ein positiver Spannungsoffset hinter dem Verstärker. Die Spannung fiel dann in den negativen Bereich, wenn Licht auf die Fotodiode schien.

6.3.5 Zweiter Entwurf

Zur Behebung dieser Probleme wurde ein zweistufiger Verstärker entwickelt. In der ersten Stufe wird beim Transimpedanzverstärker ein kleiner Feedback-Widerstand benutzt. Damit können hohe Geschwindigkeiten erreicht werden. Diesem

nachgeschaltet ist ein invertierender Verstärker mit einem normalen Operationsverstärker. Seine Aufgabe ist es, den negativen Spannungspegel bei Lichteinstrahlung umzukehren, sodass er positiv wird. Das Problem der Offsetspannung wird mit einem regelbaren Spannunggeber an den positiven Eingang des Operationsverstärkers gelöst. Da der invertierende Verstärker nur die Spannungsdifferenz am Eingang verstärkt, kann durch das Anlegen dieser Spannung die Offsetspannung kompensiert werden. Zwischen diesen beiden Stufen ist zusätzlich ein Spannungsfolger geschaltet, der einen niederohmigen Ausgang für den invertierenden Verstärker liefert.

6.3.6 Testaufbau

Im Testaufbau gelangte mit diesem Entwurf das Detektieren von Lichtimpulsen bis zu 2MHz. Die Spannung hinter dem Transimpedanzverstärker konnte erfolgreich gemessen werden und besaß eine gute Rechtecksform. Beim Einstellen des invertierenden Verstärkers gab es Probleme und es konnte kein Signal dahinter gemessen werden. Da das Signal bis hinter den Transimpedanzverstärker kam, wurde beschlossen eine Platine mit diesem Aufbau zu fertigen und zu testen. Diese Platine hat nach der Fertigung jedoch nicht funktioniert. Beim Testen gab es noch ein paar Probleme. Bei Anlegen einer Versorgungsspannung von +/-5V an die Platine, zieht sie insgesamt bis zu 60mA Strom, was ein wenig zu viel ist. Nach Rausnehmen der hinteren Beiden OPVs stellt sich der Stromverbrauch auf 30mA ein. Der Transimpedanzverstärker reagiert nicht auf die von der Fotodiode kommenden Stromsignale bei einfallenden Lichtimpulsen. Am negativen Eingang liegen stets -5V an und am Ausgang stets 3,6V Konstantspannung unabhängig ob Licht oder kein Licht auf die Fotodiode scheint.

6.3.7 Dritter Entwurf

Da uns die Gründe nicht bekannt waren, warum die Platine nicht funktioniert hat, wurde ein dritter Entwurf gemacht. Dieser gleicht im Großen und Ganzen dem zweiten Entwurf, bis darauf, dass auf den Impedanzwandler verzichtet wurde und die Spannungsregelung am positiven Eingang des invertierenden Verstärkers weggelassen wurde.

6.3.8 Dimensionierung

Folgende Bezeichnungen der Bauteile sind aus dem Schaltplan zu entnehmen.

6.3.9 Fotodiode

Eine Sperrspannung von 12V wird benutzt um eine hohe Arbeitsgeschwindigkeit der Fotodiode zu erzielen.

6.3.10 Transimpedanzverstärker

Ein Feedback-Widerstand R_F von $1k\Omega$ wird benutzt. Das entspricht einer Verstärkung von 1000, was bei einem Eingangsstrom von $100\ \mu A$ $100mV$ entspricht. Die Betriebsspannung des Current-Feedback-OPVs sind +/-5V, da eine noch höhere Spannung nicht am Ausgang der Schaltung gebraucht wird.

6.3.11 Invertierender Verstärker

Der invertierende Verstärker soll am Ende ein Signal ausgeben, das im Bereich von 0V bis 10V liegt. Jedoch erschweren mehrere Unklarheiten die Dimensionierung der beiden Widerstände. Zum einen ist die ankommende Strahlungsleistung des Lasers nicht vorhersagbar. Somit ist der erzeugte Fotostrom unbekannt. Nach dem Durchlaufen des Transimpedanzverstärkers ist die Spannung also ebenfalls unbekannt. Die Idee war es also, nach einem erfolgreichen Testaufbau, wo die Spannung nach dem Transimpedanzverstärker gemessen werden konnte, die Endverstärkung festzulegen. Als Standard wurde erstmal eine Verstärkung von 100 mit den Widerstandswerten $R_2=500\text{k}\Omega$ und $R_1=5\text{k}\Omega$ gewählt. Die Betriebsspannung ist auch hier auf $\pm 5\text{V}$ festgelegt worden. Bei einer Wahl von $\pm 12\text{V}$ gab es zu hohe Betriebsströme, die nun jetzt im normalen Bereich liegen.

6.3.12 Spannungsstabilisierung

Zur Spannungsstabilisierung wurden durchwegs in Nähe der OPVs 100nF Kondensatoren zwischen Versorgungsspannung und Masse geschaltet.

6.3.13 Schaltplan

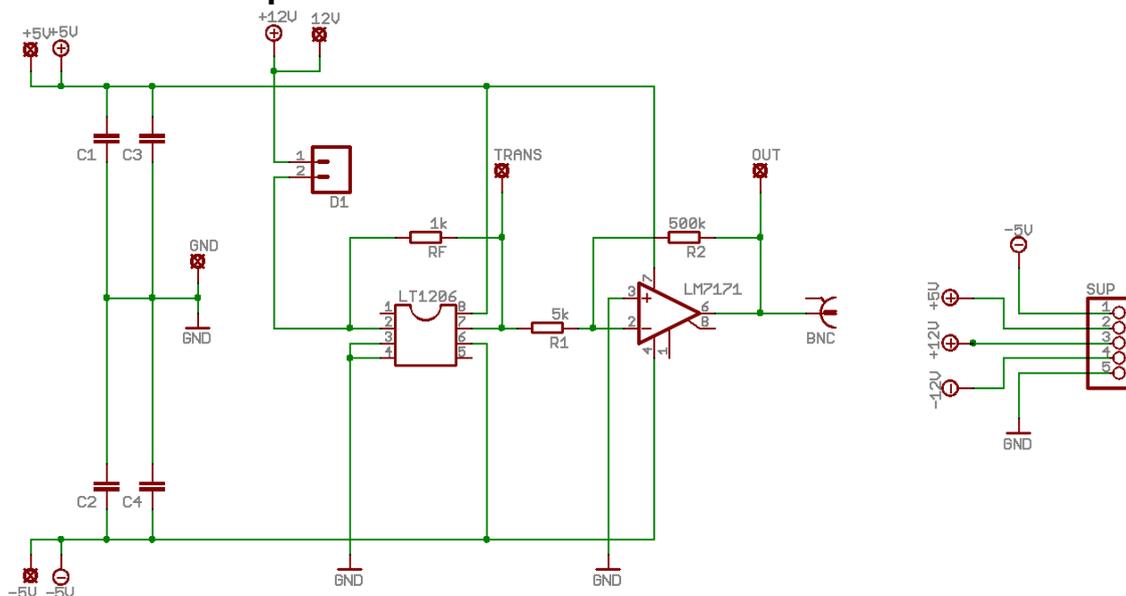


Abbildung 72: Schaltplan (Empfängerschaltung)

Die Spannungsversorgung erfolgt mit dem Stecker (SUP) und beinhaltet $\pm 5\text{V}$ und $\pm 12\text{V}$. Das Signal kommt von der Verbindung zur Fotodiode (D1) und passiert nacheinander zuerst den Current-Feedback-OPV (LT1206) und dann den invertierenden Verstärker (LM7171).

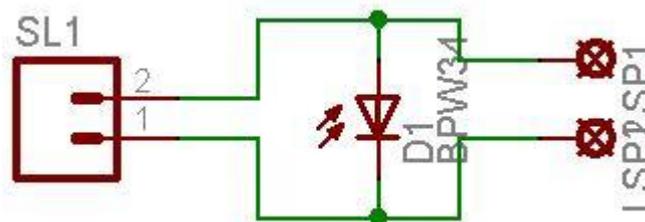


Abbildung 73: Externe Fotodiode

Die Fotodiode ist extern verschaltet, damit sie leichter für den Laser ausrichtbar ist.

Bauteil	Wert	Bezeichnung
PINHD-1X5 Stecker		SUP
PINHD-1x2 Stecker		D1
Widerstand	1000Ω	RF
Widerstand	500kΩ	R2
Widerstand	5kΩ	R1
LM7171 OPV	Voltage-feedback Typ	LM7171_2
LT1206 OPV	Current-feedback Typ	LT1206
Kondensator	100nF	C1
Kondensator	100nF	C2
Kondensator	100nF	C3
Kondensator	100nF	C4
BNC-Stecker		X1
BPW 34	Si-PIN Fotodiode	D1, BPW 34
6 x Messpins		
2 x DIL8 Sockel		

Tabelle 3 : Bestückungsliste

6.3.14 Platinenlayout Empfängerschaltung und externe Fotodiode

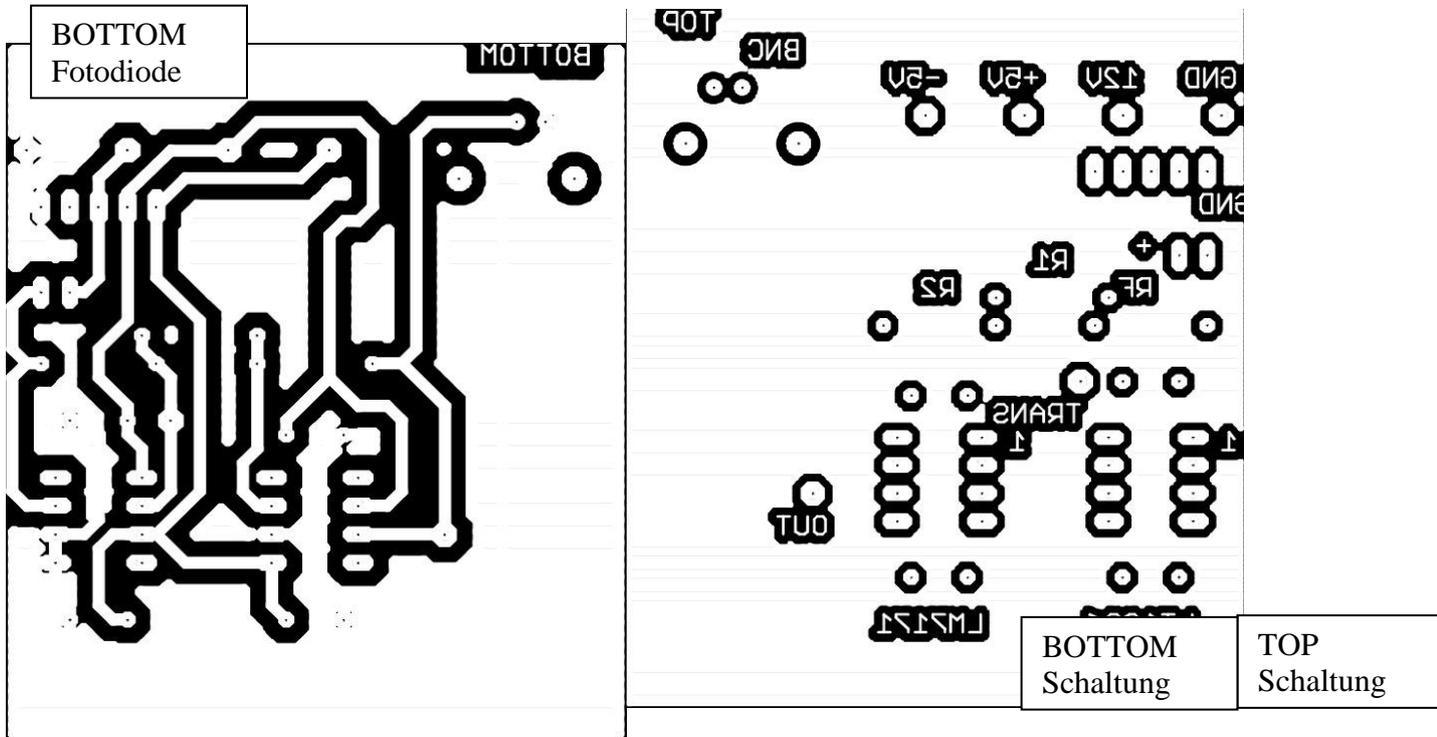


Abbildung 74: Externe Fotodiode

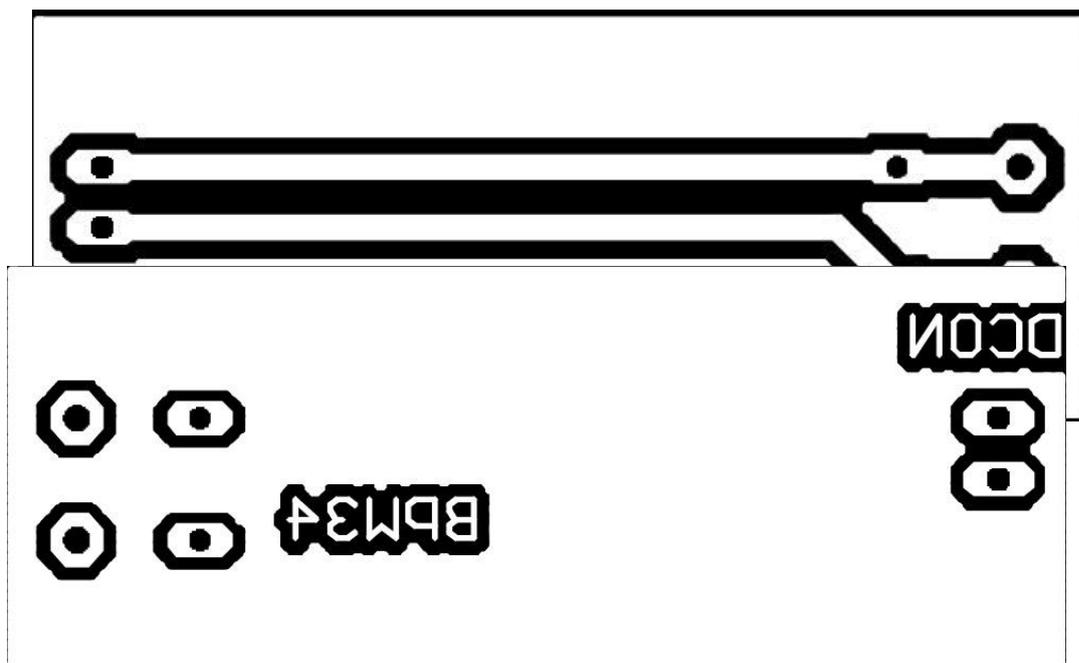


Abbildung 75: Empfängerschaltung und externe fotodiode

Es wurden Messpins in die Platine integriert, um bestimmte Punkte besser messen zu können.

6.3.15 Probleme

Die Platine liefert zwar am Ausgang eine Spannungsänderung, die auf die Lichteinstrahlung reagiert. Diese liegt jedoch im negativen Bereich. Zudem ist die Dynamik der Spannungsänderung gering, sodass die der Empfängerschaltung nachfolgenden Schaltungen Komplikationen bekommen könnten.

6.3.16 Literaturverzeichnis

[1] Jerald G. Graeme, Photodiode Amplifiers, McGraw-Hill 1996

[2] BPW-34 Fotodiode Datenblatt (13.05.2008)

<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/siemens/BPW34.pdf>

[3] LT1206 Current-Feedback-OPV Datenblatt (28.06.2008)

<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1154,C1009,C1146,P1403,D3436>

[4] LM7171 OPV Datenblatt (28.06.2008),

<http://cache.national.com/ds/LM/LM7171.pdf>

[5] LM317 Spannungsregulator Datenblatt (28.06.2008)

<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet2/a/0s922lq6p7gwsc2hhzx6z4e3pl3y.pdf>

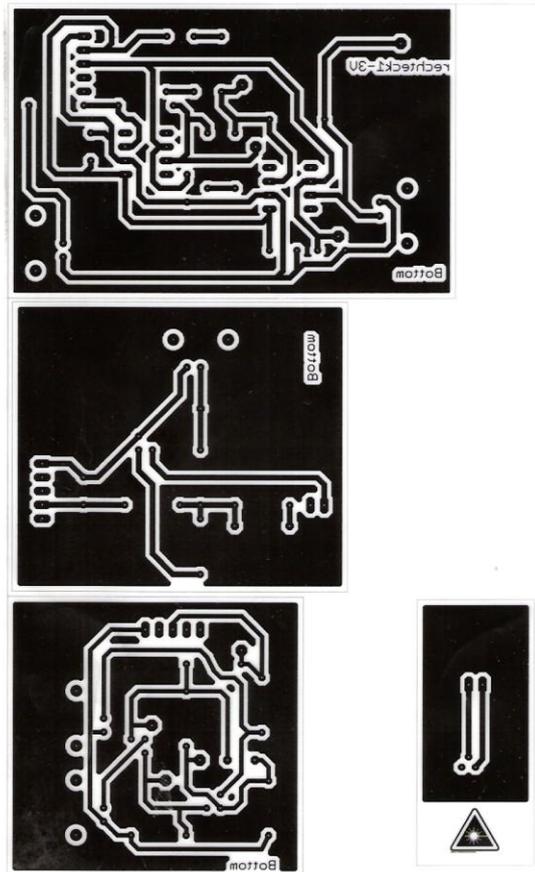


Abbildung 77: Layout

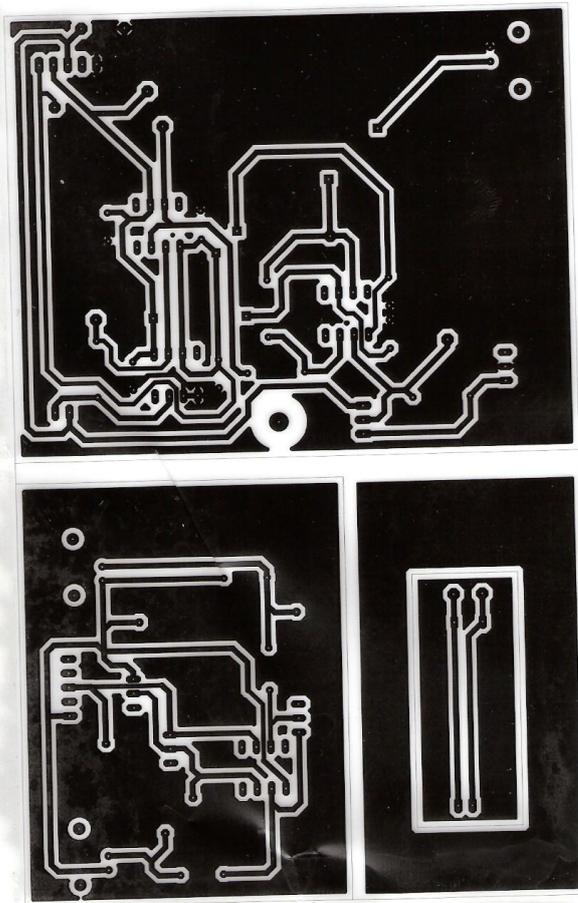


Abbildung 78: Layout

7 Gruppe 4 - Logik, Endstufe, Sound

7.1 Aufgabebeschreibung

Unsere Aufgabe sind die Gesprächsannahme und Signalausgabe des Projektes. Wenn man den Hörer abgehoben hat, wird ein Signal zur anderen Seite gesendet. Dann klingelt und blinkt die Gegenstelle. Wenn abgehoben wird ist der Hörer oder Lautsprecher dieser Seite aktiv. Also gilt es drei Probleme zu lösen.

1. Wie kann man den Zustand „Signal kommt“ oder „kein Signal kommt“ erkennen?
2. Wann soll die Gegenstelle klingeln und blinken?
3. Wann wird der Hörer und wann der Lautsprecher verwendet?

7.2 Blockschaltbild

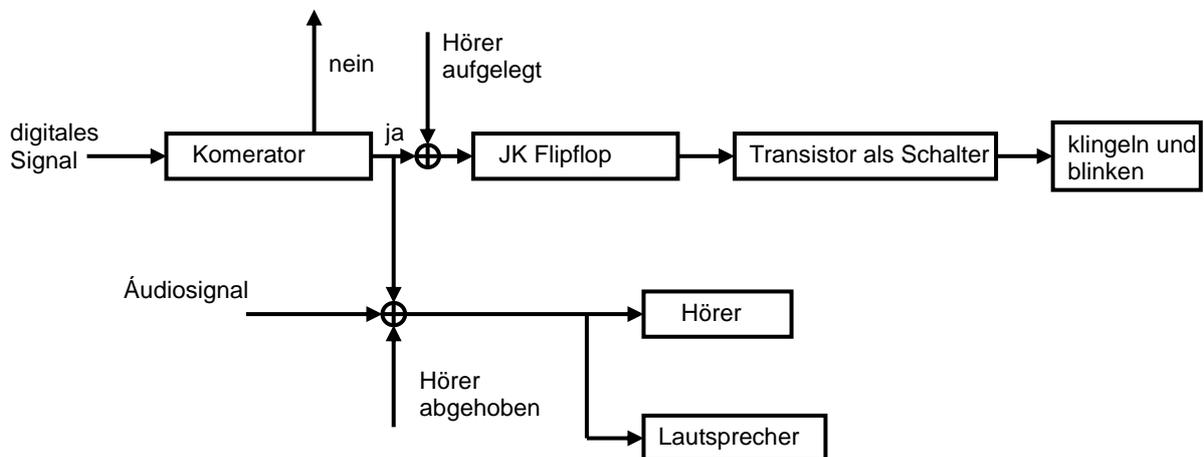
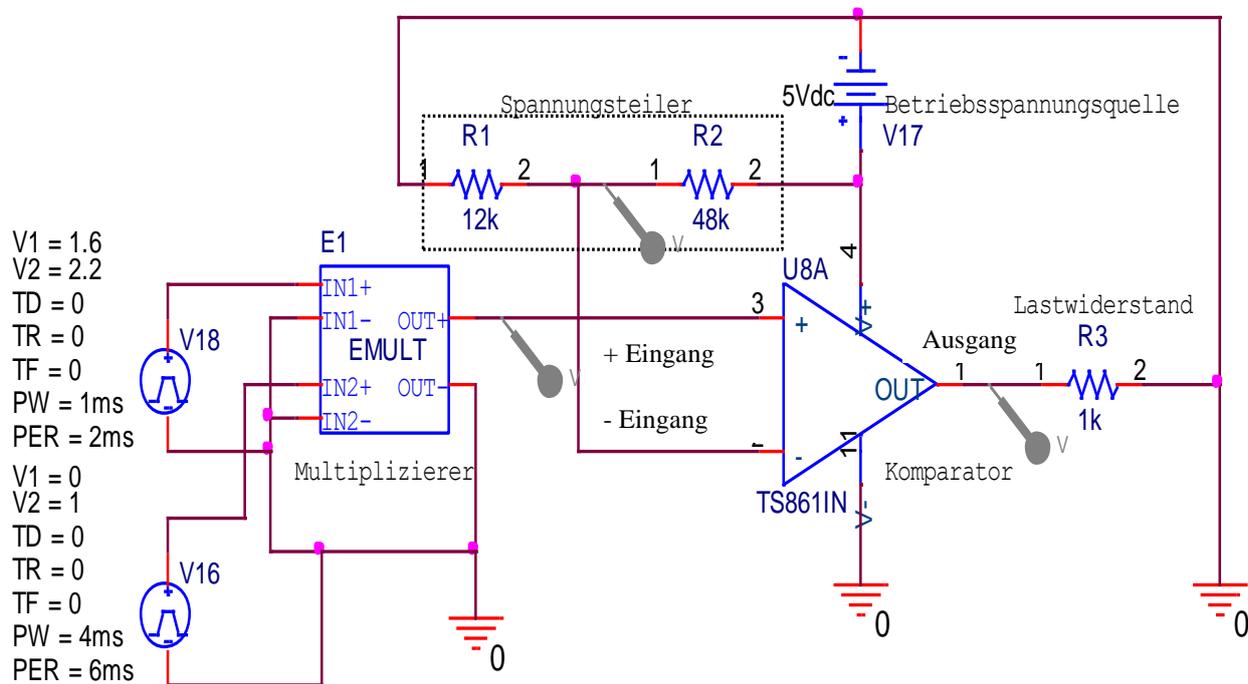


Abbildung 80: Blockschaltbild

7.3 Komparatorschaltung



Signalquellen

Abbildung 81: Schaltplan der Komparatorschaltung

7.3.1 Ziel der Schaltung

Bei dieser Schaltung (Abbildung 81) handelt es um die endgültige Schaltung. Die Schaltung soll ein sinnvolles Signal erkennen können und dementsprechend am Ausgang ein logisches Ausgangssignal, welches 0V bzw. 5V beträgt, ausgeben. Dies wird mit Hilfe eines Komparators (LM124 als Komparator) und eines Spannungsteilers realisiert. Der zum Einsatz kommende Komparator ist Single-Supply-fähig, da nur die positive Halbwelle benötigt wird. Somit lässt sich der Komparator nur mit einer positiven Betriebsspannung von +5V betreiben. Um zu verhindern, dass der Komparator Probleme bereitet, wird der invertierende Eingang über einen Spannungsteiler mit konstanten 5V betrieben, da der Komparator nicht weiß, was für einen Wert er genau ausgibt, wenn er das positive Eingangssignal 0V mit dem negativen Eingangssignal 0V vergleicht. Das Verhältnis zwischen R2 und R1 ist 4 zu 1. Das Eingangssignal wird von der Gruppe 3 über BNC-Kabel direkt geliefert und ist entweder 0V oder 1,6V-2,2V.

7.3.2 Bauteilliste

Bauteile	Werte	Name
Widerstand	12k	R1
Widerstand	48k	R2
Komparator	Betriebsspannung: +5V, Ausgangssignal: 0 oder 5V	TS861IN

Tabelle 3: Bauteilliste

7.3.3 Plots

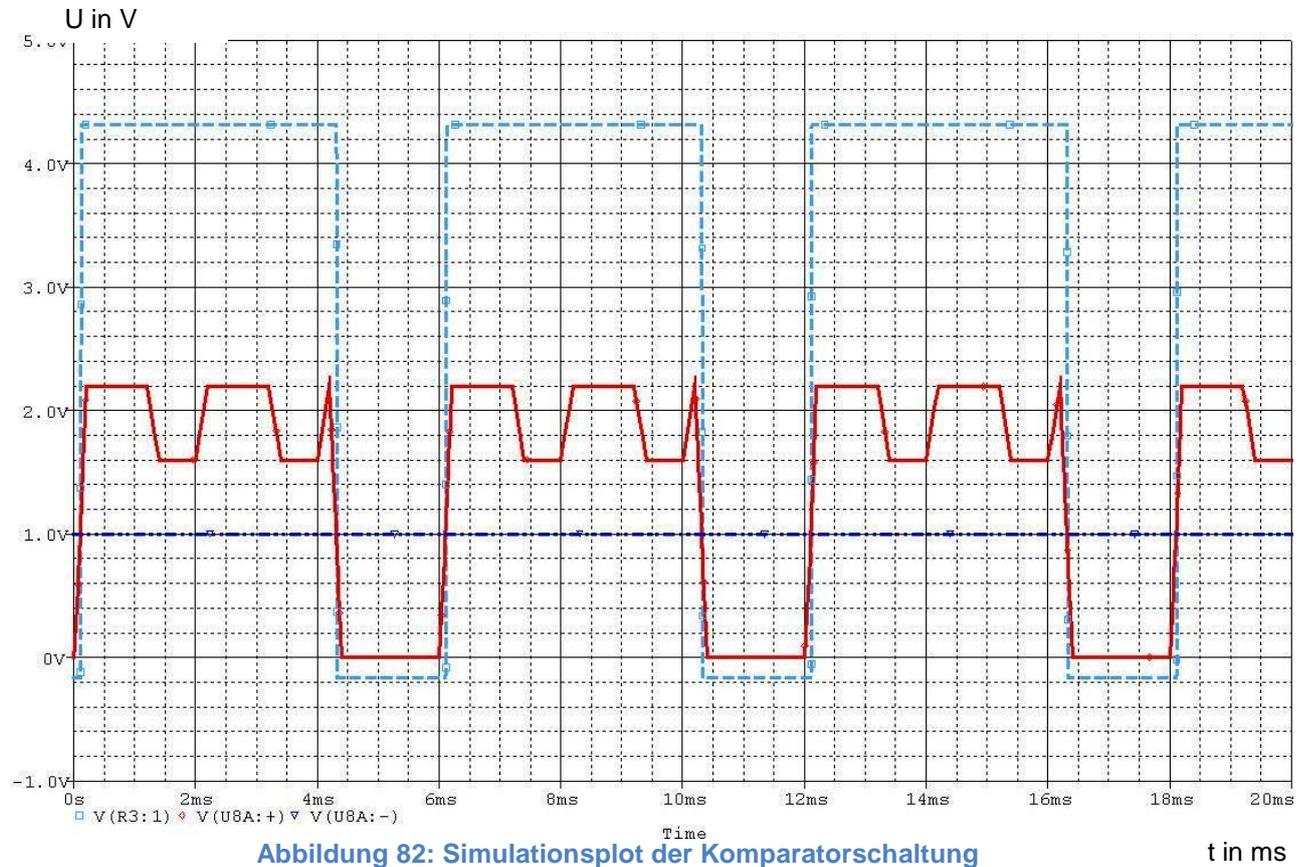


Abbildung 82: Simulationsplot der Komparatorschaltung

Abbildung 82 zeigt die Simulation der Komparatorschaltung im Betrieb. Das Eingangssignal wird direkt über BNC-Kabel von der Gruppe 3 geliefert. Das pulsierende Signal, welches zwischen 1,6V und 2,2V liegt, wird am positiven Eingang angelegt und wird mit dem negativen Eingang, der 1V beträgt, verglichen. Sofern der positive Eingang den negativen Eingang übersteigt, soll am Ausgang 5V ausgegeben werden. Bei dieser Simulation wird nur annähernd 5V ausgegeben. Diese Erscheinung kann am Komparator (OPV LM124) liegen, der eigentlich kein Komparator ist. Der Komparator TS861IN wäre die bessere Wahl für den Einsatz in dieser Schaltung, denn es zeigte sich beim Testaufbau das Ergebnis, was zu erwarten ist. Da der Komparator TS861IN aber nicht in der Bibliothek von PSpice existiert, wird als Ersatz der LM124 für die Simulation genommen, der ähnliche Funktionen des Komparators aufweist. Der Spannungsteiler liefert wie erwartet 1V. Bleibt das Signal aus, muss die Kurve dann konstant bei 0V liegen. Der positive Eingang ist dann Null und der negative Eingang ist 1V, die er vom Spannungsteiler erhält. Der Komparator vergleicht die beiden Eingänge und gibt dementsprechend 0V bzw. annähernd 0V aus, denn der positive Eingang ist dem negativen Eingang nachgeordnet. Die Abweichung des Ausgangs kann durch den „Komparator“ LM124 verursacht sein, sodass der Ausgang einen negativen Wert anzeigt. Unter Verwendung einer Diode könnte das Problem beseitigt werden. Zwar wird der negative Wert nicht mehr angezeigt, aber die Diode nimmt auch Einfluss auf das Ausgangssignal, sofern die Schaltung mit einem Signal versorgt wird, denn das

Ausgangssignal wird um 0,7V reduziert, da die Diode eine Durchlassspannung von 0,7V braucht.

7.3.4 Plot von Oszilloskop

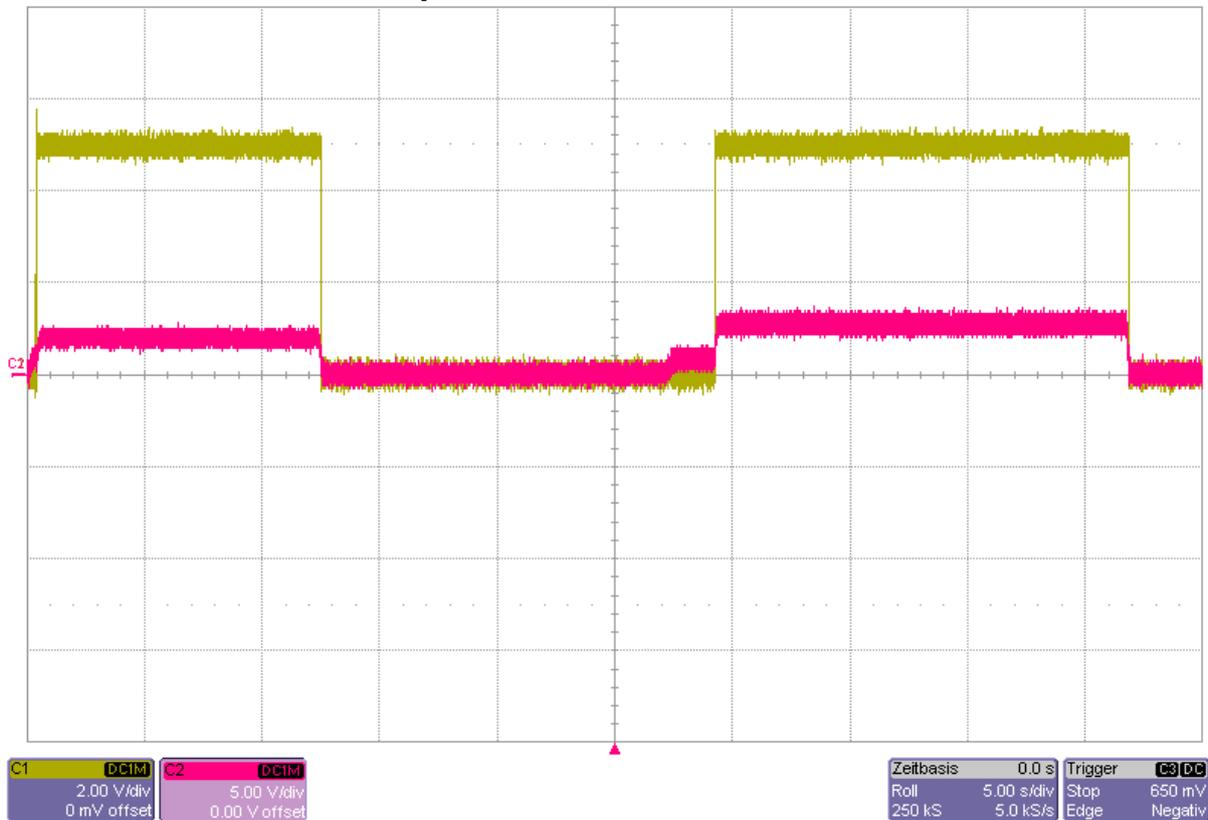


Abbildung 83: Aufnahme des Oszilloskops

Die Aufnahme des Oszilloskops zeigt die erwarteten Verläufe der Komparatorschaltung. Es ist zu erkennen, dass die Aufnahme des Oszilloskops der Simulation der Komparatorschaltung ähnelt. Die Kurve in der Mitte deutet hin, dass zwar ein Signal vorhanden ist, es sich aber nicht um das Signal handelt, welches benötigt wird. Daher bleibt der Ausgang auch konstant auf der Nulllinie.

7.3.5 Eagle-Schematic

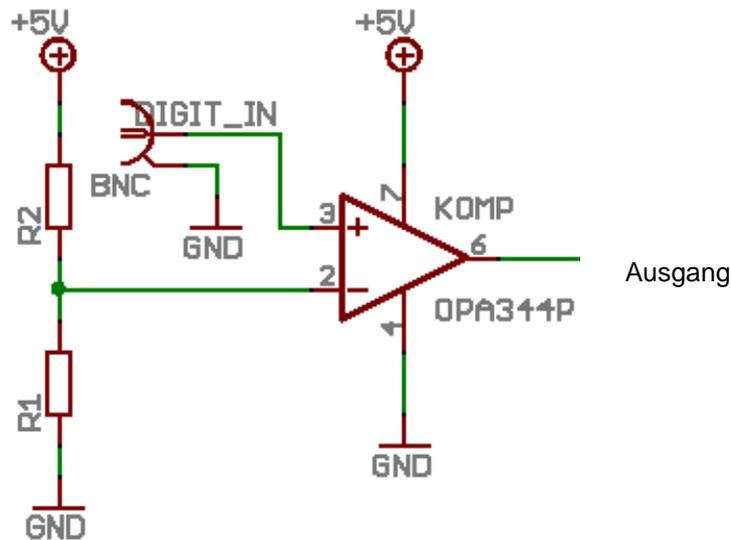


Abbildung 84: Eagle-Schematic der Komparatorschaltung

7.4 Logik

7.4.1 Aufgabe der Logik

Aufgabenbeschreibung

In unserer Gruppe brauchen wir eine Logik, die das Klingeln und Blinken steuert. Die Gegenstelle soll klingeln und blinken, wenn ein Signal kommt und der Hörer aufgelegt ist. Wenn der Hörer abgehoben ist, klingelt und blinkt es nicht. Wenn kein Signal kommt, klingelt und blinkt es auch nicht. Die entsprechende Wahrheitstabelle ist im Folgenden gezeigt.

Kein Signal = 0	Signal Kommt = 1.
Hörer aufgelegt = 0	Hörer abgehoben = 1
Nicht klingeln und blinken = 0	klingeln und blinken = 1

Tabelle 4: Signale

Signal	Hörer	klinklingeln und blinken
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	0

Tabelle 5

Schnittstelle

Eingang: Ausgang vom Komparator 0V oder 5V

Ausgang: 0V oder 5 V für Klingelschaltung und Blinkschaltung.

Versorgungsspannung: 5V

7.4.2 Probleme

Das Problem ist, dass wenn das Gespräch endet und der Hörer einer Seite noch nicht aufgehängt ist, klingelt diese Seite wieder. Um diese Probleme zu lösen, können wir ein JK Flipflop benutzen. Das JK Flipflop 74107 ist fallend Flankengesteuert da die Logik mit dieser Eigenschaft gut zu gestalten ist.

7.4.3 Entwurf und Simulation

7.4.3.1 Logikschaltung

Wenn ein Signal kommt, bekommen wir für $U_a=5V$. Wenn das Signal nicht kommt, bekommen wir für $U_a=0V$.

1. Fall: Signal kommt nicht und Hörer ist aufgehängt, $U_a=Clear=CLK=0$, $Q=1$, T2 gesperrt, also klingelt und blinkt es nicht.
2. Fall: Signal kommt und Hörer ist aufgehängt, $U_a=Clear=1, CLK=1$, der Ausgang des JK Flipflops 74107 ändert sich nicht. $Q=1$, also klingelt und blinkt es.
3. Fall: Signal kommt und Hörer ist abgehoben, $U_a=Clear=1, CLK=0$, Weil $J=1, K=0$. Nächster Zustand ist $Q=0$, T1 gesperrt, also blinkt es nicht und es liegt kein Eingangssignal an der Klingelschaltung.
4. Fall: Weil $J=1, K=0$, im nächsten Zustand $Q=0$ immer. Es klingelt und blinkt nicht.
5. Fall: kein Signal kommt, also $Clear=0$ und das JK Flipflop ist Anfangszustand $Q=1$. Also tritt wieder Fall 1 ein.

Bauteileliste für die Simulation

Bauteil	Wert	Bezeichnung	Funktion
Fallendes Flankengesteuertes JK Flipflop mit Clear	Clear=0, Q=1. Clear=1, läuft es	74107	Wenn sich CLK von 0 auf 1 ändert, bleibt der Zustand. Wenn sich CLK von 1 bis 0 ändert, läuft es in den nächsten Zustand.
Widerstand	1K	R1	Sicherheitswiderstand
Widerstand	1K	R2	Sicherheitswiderstand
Widerstand	1K	R3	Ersatz der Klingelschaltung und Blinkschaltung
Transistor	BC547	T1	Als Schalter
Spannungsquelle	5V	V1	Versorgungsspannung
Spannungsquelle	5V	V2	Ersatz für das Signal

Schaltplan der Simulation

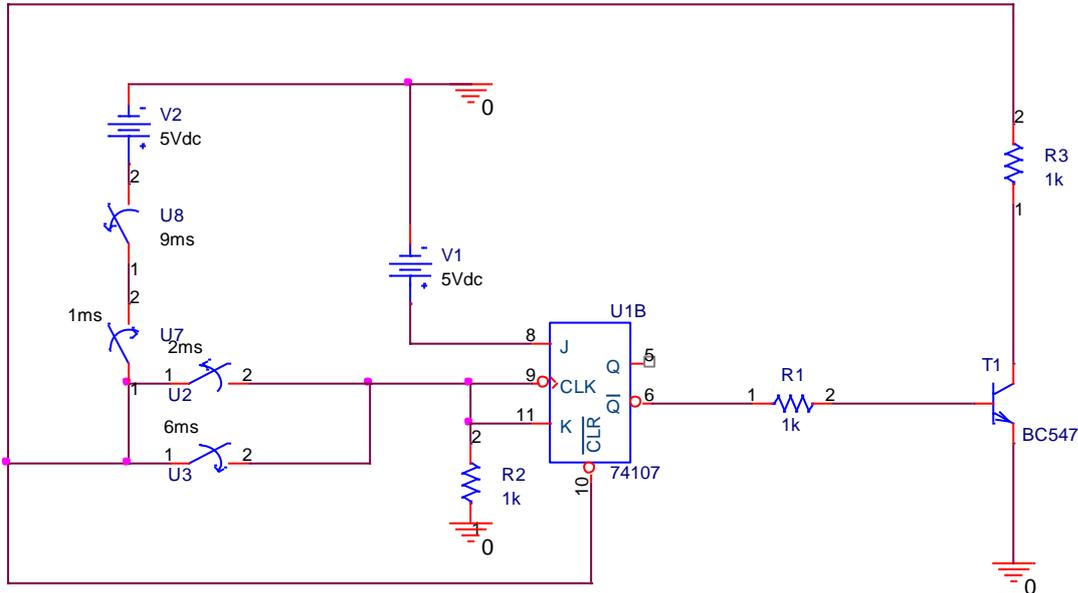


Abbildung 85: Simulationsschaltung

Die Plots für die Simulation des Schaltplans

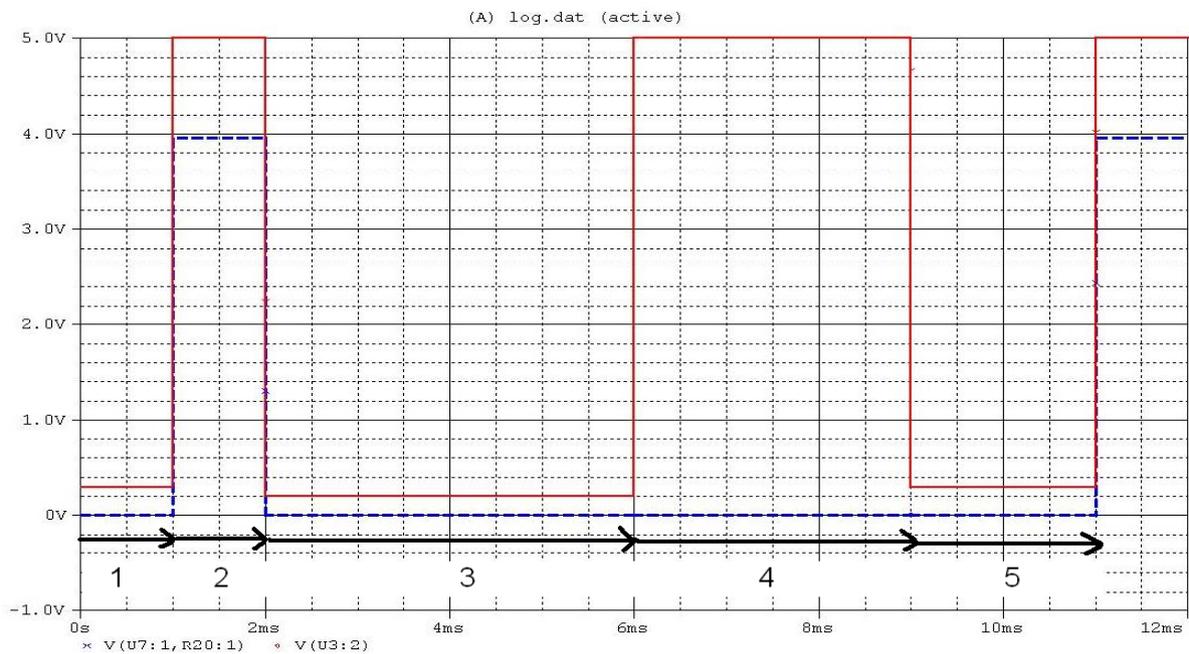


Abbildung 86: Schaltplan in Simulation

Der rote Plot beschreibt das Eingangssignal U_e . Der blaue Plot beschreibt das Ausgangssignal U_a . Wenn $U_e = 5V$, wird der Hörer aufgelegt. Wenn $U_e = 0V$, wird der Hörer abgehoben. Wenn $U_a = 4V$, klinget es. Wenn $U_a = 0V$, klingelt es nicht.

Zustand 1: nicht klingeln (0-1ms)

Zustand 2: klingeln (1-2ms)

Zustand 3: nicht klingeln (2-6ms)

Zustand 4: nicht klingeln (6-9ms)

Zustand 5: in den Zustand 1 zurückkehren (>9ms)

7.4.3.2 Klingelschaltung

Weil die Leistung des Komparators für die Klingelschaltung nicht ausreicht ist eine Versorgungsspannung notwendig, um diese Schaltung zu betreiben. Und diese Schaltung wird mit dem Eingangssignal gesteuert.

Bauteilliste

Bauteil	Stück	Wert
Kondensator	2	100nF
Kondensato	1	4,7nF
widerstand	1	10kOhm
widerstand	1	12kOhm
IC-Sockel	1	8-Polig
SAE 800	1	
Lausprecher	1	Ca. 1W

Schaltplan

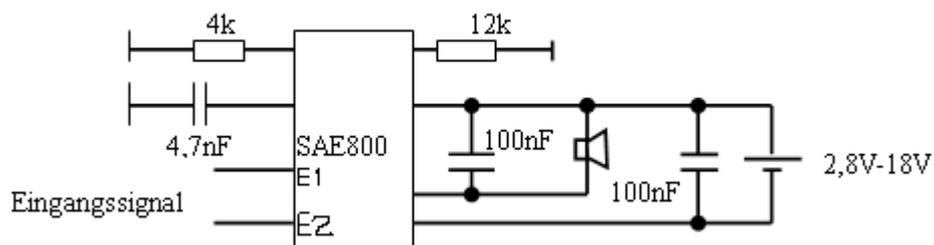


Abbildung 87: Klingelschaltung

7.4.3.3 Schaltplan für die Blinkschaltung

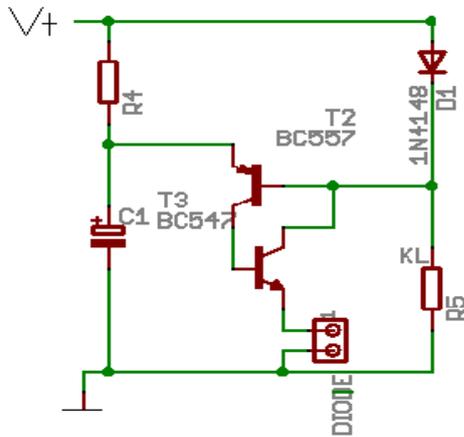


Abbildung 88: Blinkschaltung

Bauteilliste

Zeichen	Bauteil	Wert
R4	Widerstand	330 kOhm
R5	Widerstand	6,8 kOhm
T2	Transistor	BC 557
T3	Transistor	BC547
D1	Diode	1N4148
D2	Leuchtdiode	Standard, 5 mm, rot
C	Elektrolytkondensator	47 μ F oder 100 μ F / 16V

7.4.3.4 Beschreibung

Die Blinkschaltung bringt eine LED zum Blinken wenn ein Signal anliegt und der Hörer aufgelegt ist. Sie arbeitet mit einer Betriebsspannung von 5V.



Abbildung 90: Die Plots auf Oszilloskop (Ue gelb, Ua rot)

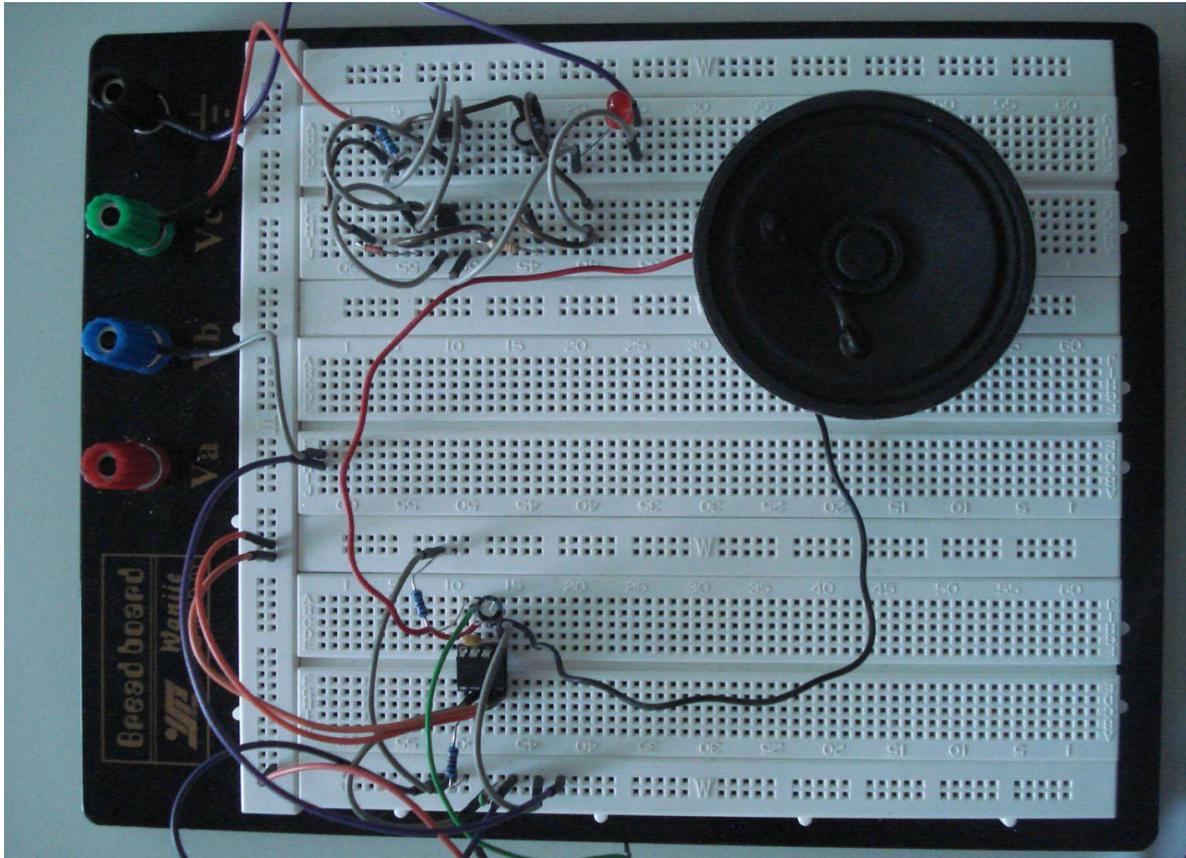


Abbildung 91: Testaufbau für Klingel- und Blinkschaltung

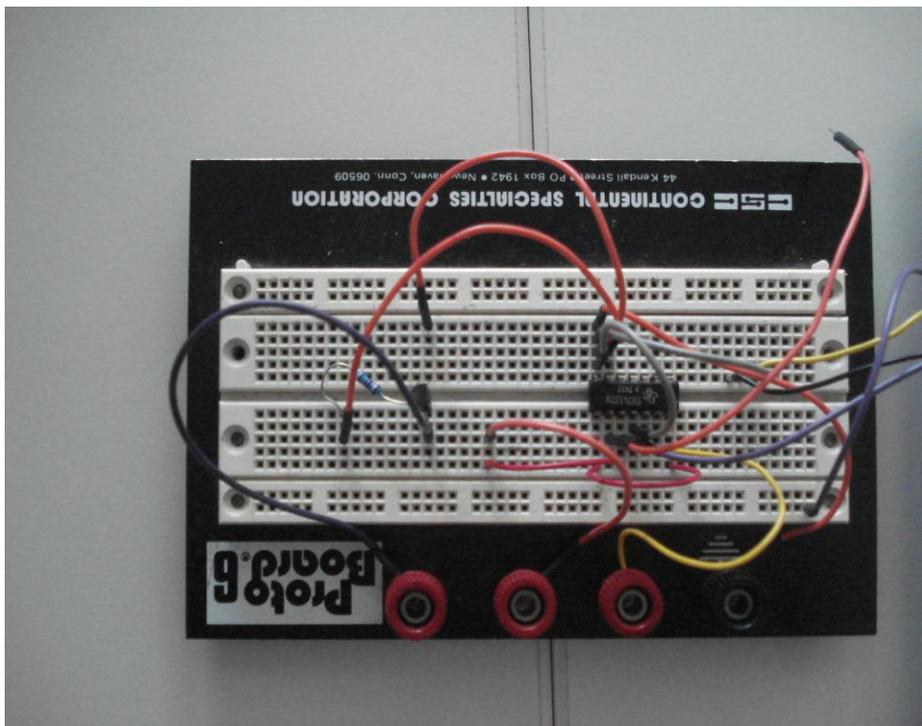


Abbildung 92: Testaufbau der Logikschaltung

7.5 Lautsprecher-Verstärker

7.5.1 Schaltplan:

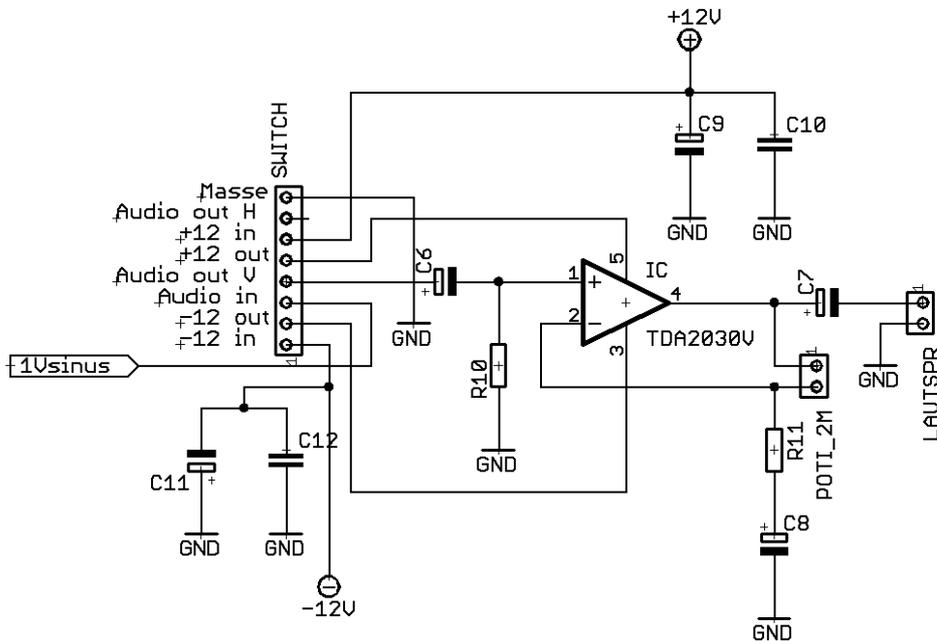


Abbildung 93: Schaltplan

$R_{10} = 500\Omega$; $R_{11} = 470\Omega$; $C_6 = 1\mu\text{F}$; $C_7 = 1000\mu\text{F}$; $C_8 = 22\mu\text{F}$; $C_9 = C_{11} = 100\mu\text{F}$; $C_{10} = C_{12} = 100\text{nF}$

7.5.2 Bauelemente:

TDA2030V	Operationsverstärker
LAUTSPR.	Anschluss Lautsprecher
POTI_2M	2M Ω Potentiometer für Lautsprecherregelung
SWITCH	Anschluss für Signal- u. Betriebsspannungsbeschaltung Gleichstromfilterung
C6-8	Betriebsspannungsstabilisierung
C9-12	Offsetverschiebung
R10	mit Potentiometer Spannungsteiler für Lautstärkeregelung
R11	

7.5.3 Beschreibung der Anwendung:

Die zu entwerfende Verstärkerschaltung soll folgende Leistung erbringen und Parameter berücksichtigen. Mit Hilfe der Schaltung soll ein NF-Audiosignal von $\pm 1V$ verstärkt werden, sodass es über einen 6W Lautsprecher optimal ausgegeben werden kann. Weiterhin wird vom Verstärker gefordert, dass es möglich ist die Schaltung in einen Standby-Modus zu setzen, um Strom zu sparen. Außerdem soll die Möglichkeit bestehen die Lautstärke stufenlos zu regeln. Die dazu benötigte Betriebsspannung ist hierbei auf $\pm 12V$ Gleichspannung festgelegt.

7.5.4 Schnittstellen

8Pin-Stecker : Eingangssignal, Betriebsspannung, Standby-Schalter

2Pin-Stecker 1.: Lautsprecheranschluss

2Pin-Stecker 2.: Potentiometeranschluss

Betriebsspannung : $\pm 12V$ Gleichspannung

Eingangssignal : $\pm 1V$ Audiosignal

Ausgangssignal : $\pm 11V$ Audiosignal

7.5.5 Schaltung für die Simulation

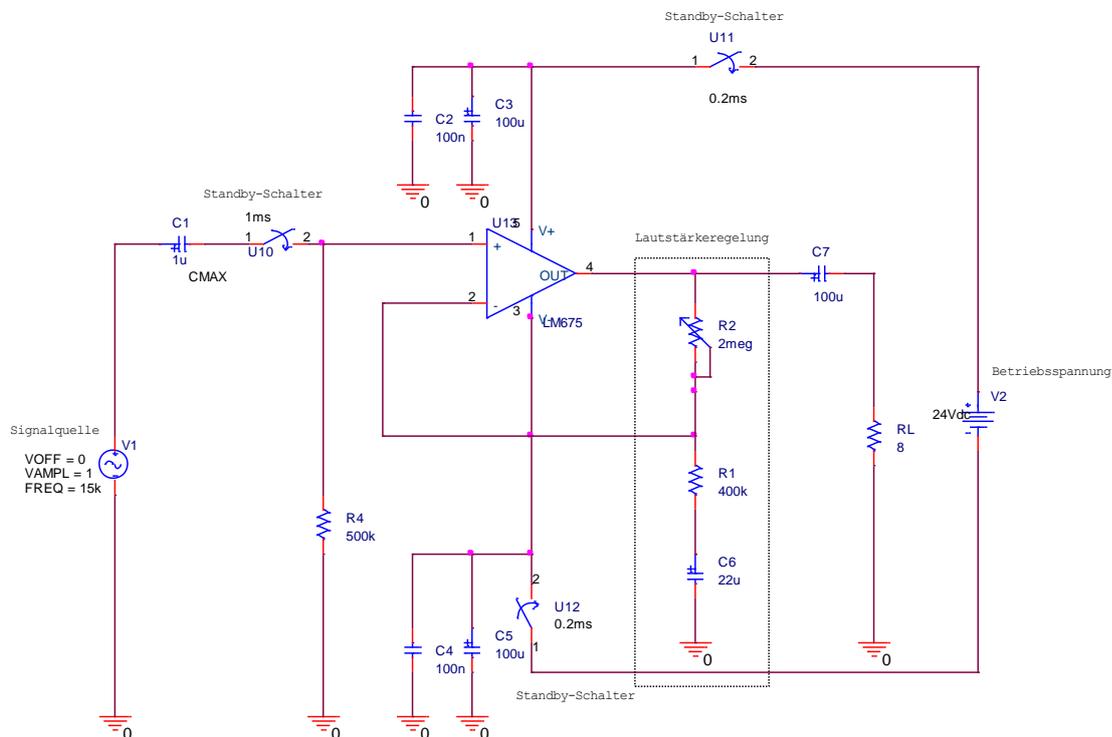


Abbildung 94: Simulationsschaltung

Bauelemente:	
OPV	LM 675
V1	Signalquelle
V2	Betriebsspannung Gleichspannungsquelle $\pm 12V$
R1,R2	Spannungsteiler für Lautstärkeregelung über Gegenkopplung
RL	Lastwiderstand (Lautsprecher)
R4	Offsetverschiebung
C1,C6,C7	Gleichstromfilterung
C2,C3,C4,C5	Betriebsspannungsstabilisierung
U10,U11,U12	Schließer zur Simulation des Einschaltvorgangs

Beschreibung der Simulation:

Mit Hilfe dieser Simulation soll das Ein- und Ausgangsverhalten der Verstärkerschaltung vor und nach dem Einschaltvorgang beschrieben werden. Das hier zu verstärkende Signal soll ein Audiosignal darstellen, das für die einzelnen Simulationen in Amplitude und Frequenz variiert wird. Das Audiosignal soll in den Grenzen des hörbaren Bereichs simuliert werden.

Der in der Simulation verwendete OPV LM 675 verursacht an manchen Stellen kleine nicht gewollte Verschiebungen der Ausgangsspannung und somit auch der Leistung am Lautsprecher. Dieses Verhalten erklärt sich daraus, dass der LM 675 nicht für Audiosignal ausgelegt ist. Ich habe ihn dennoch gewählt, weil es für diese Größenordnung der Ein- und Ausgangsgrößen in PSpice keinen anderen besseren OPV gibt. Und er für die Simulation ganz gute Ergebnisse liefert. Außerdem wird durch die äußere Beschaltung des OPV das ungewünscht Verhalten minimiert. Die unterschiedlichen Einschaltzeiten der Schalter sind aus dem Grund so gewählt, da der OPV beim hinzu schalten der Betriebsspannung eine kleine Weile braucht um sich zu stabilisieren. Würde man die Schalter gleichzeitig schließen lassen, käme ein Einschwingvorgang des Ausgangssignals hinzu. Dieser Effekt sollte vermieden werden.

In den Plots 1,2,3 sind jeweils die Eingangsspannung, Ausgangsspannung und die Leistung am Lautsprecher zu sehen bei variablen Eingangsgrößen.

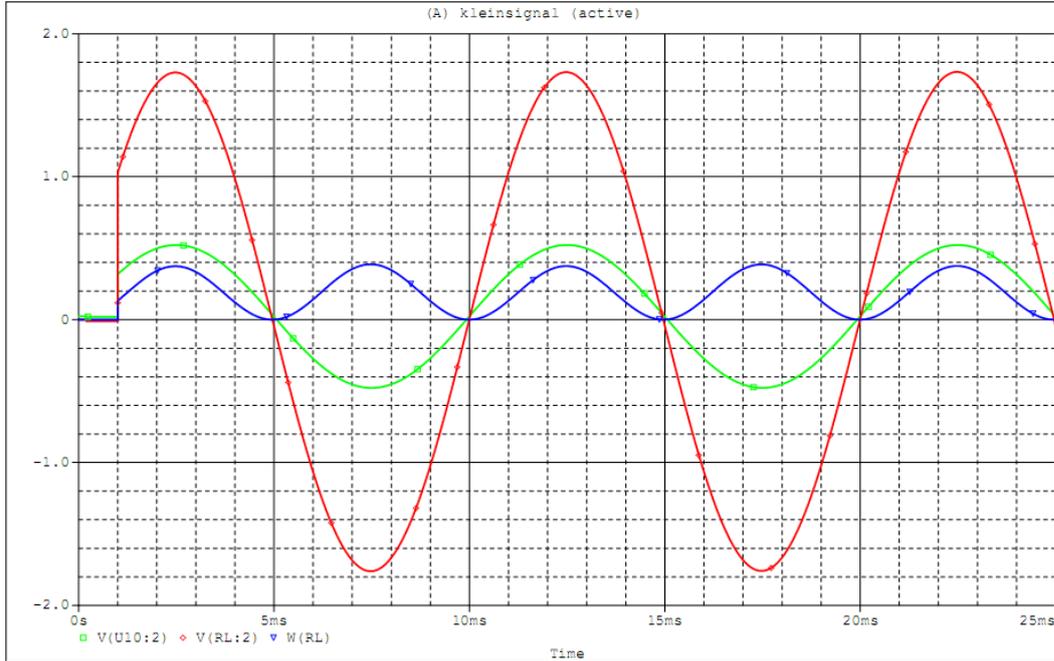
Plot 1. Eingang: Amplitude 0,5V sin, $f = 100\text{Hz}$, $\Delta t = 1\text{ms}$ Δt – Dauer bis zum Einschalten

Plot 2. Eingang: Amplitude 0,75V sin, $f = 5\text{kHz}$, $\Delta t = 1\text{ms}$

Plot 3. Eingang: Amplitude 1V sin, $f = 15\text{kHz}$, $\Delta t = 1\text{ms}$

Im Plot 4 sieht man sehr gut den verbleibenden Offset des Ein- und Ausgangssignals. Dieser ist aber so gering, dass die Funktion der Schaltung nicht gestört wird. Kann also vernachlässigt werden.

** Profile: "SCHEMATIC1-kleinsignal" [G:\projektlabor\audioverstärker_pl_2-pspicefiles\schematic1\kleinsignal...
 Date/Time run: 06/05/08 11:56:48 Temperature: 27.0



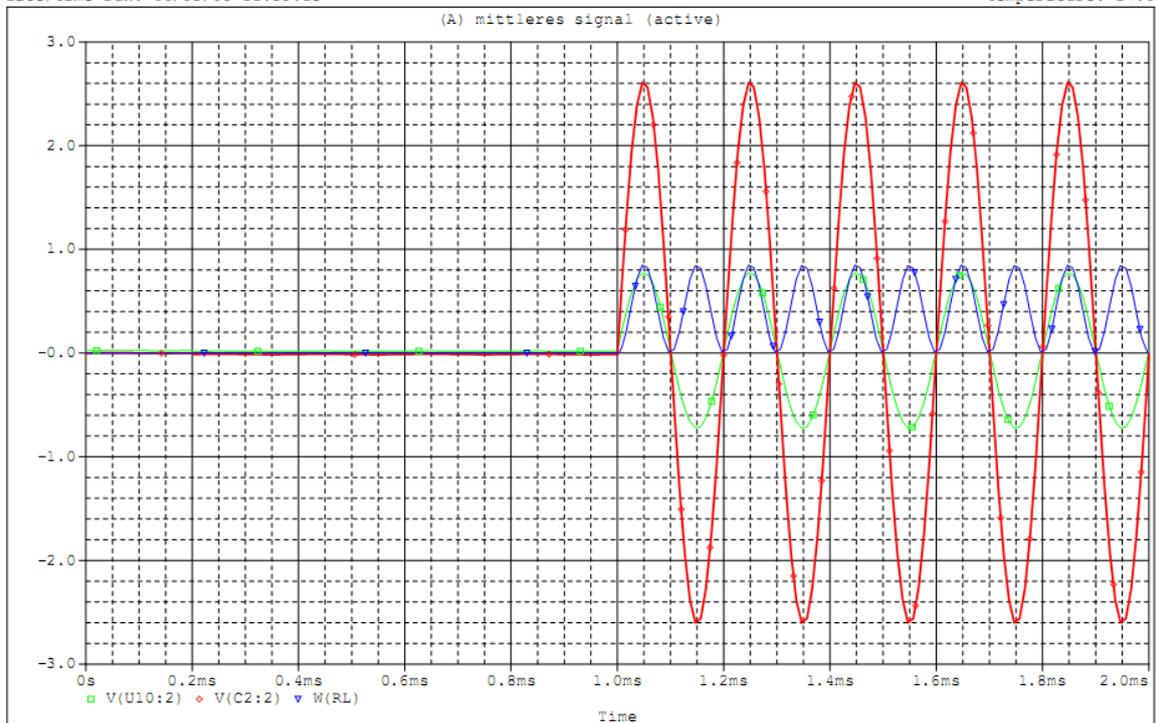
Date: June 05, 2008

Page 1

Time: 11:57:34

Abbildung 95: Plot 1. Kleinsignal: grün – Ue; rot – Ua; blau – Leistung am RL

** Profile: "SCHEMATIC1-mittleres signal" [G:\projektlabor\audioverstärker_pl_2-pspicefiles\schematic1\mittler...
 Date/Time run: 06/05/08 11:59:13 Temperature: 27.0



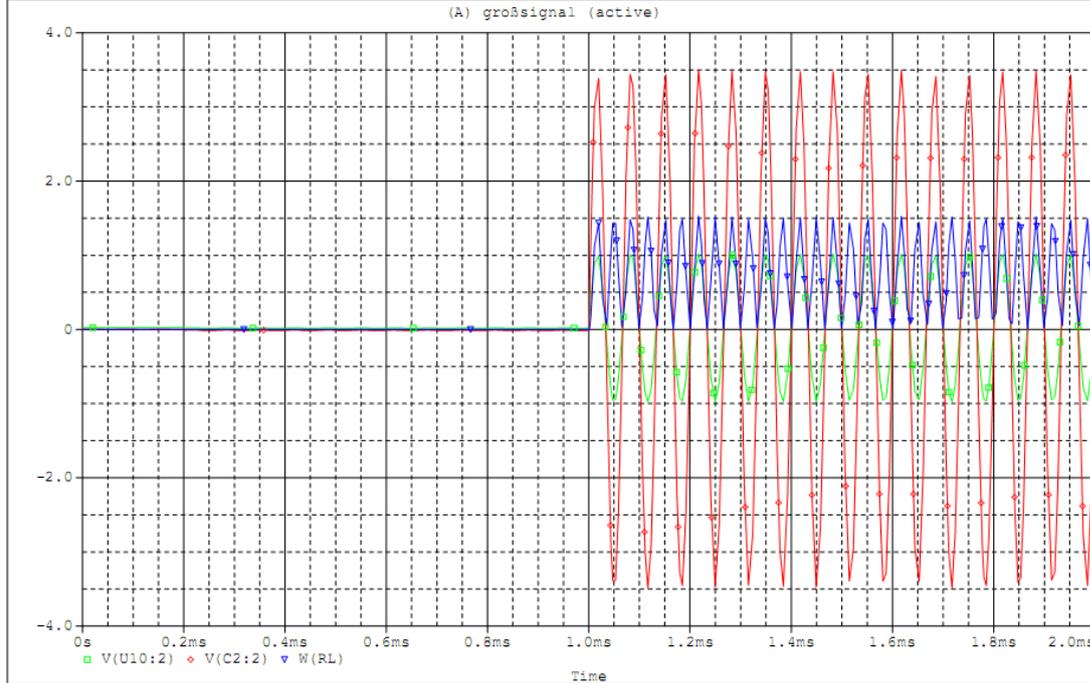
Date: June 05, 2008

Page 1

Time: 12:00:34

Abbildung 96: Plot 2. Mittleres Signal: grün – Ue; rot – Ua ; blau – Leistung am RL

** Profile: "SCHEMATIC1-großsignal" [G:\projektlabor\audioverstärker_pl_2-bspicefiles\schematic\großsignal.si...
 Date/Time run: 06/05/08 12:03:15 Temperature: 27.0



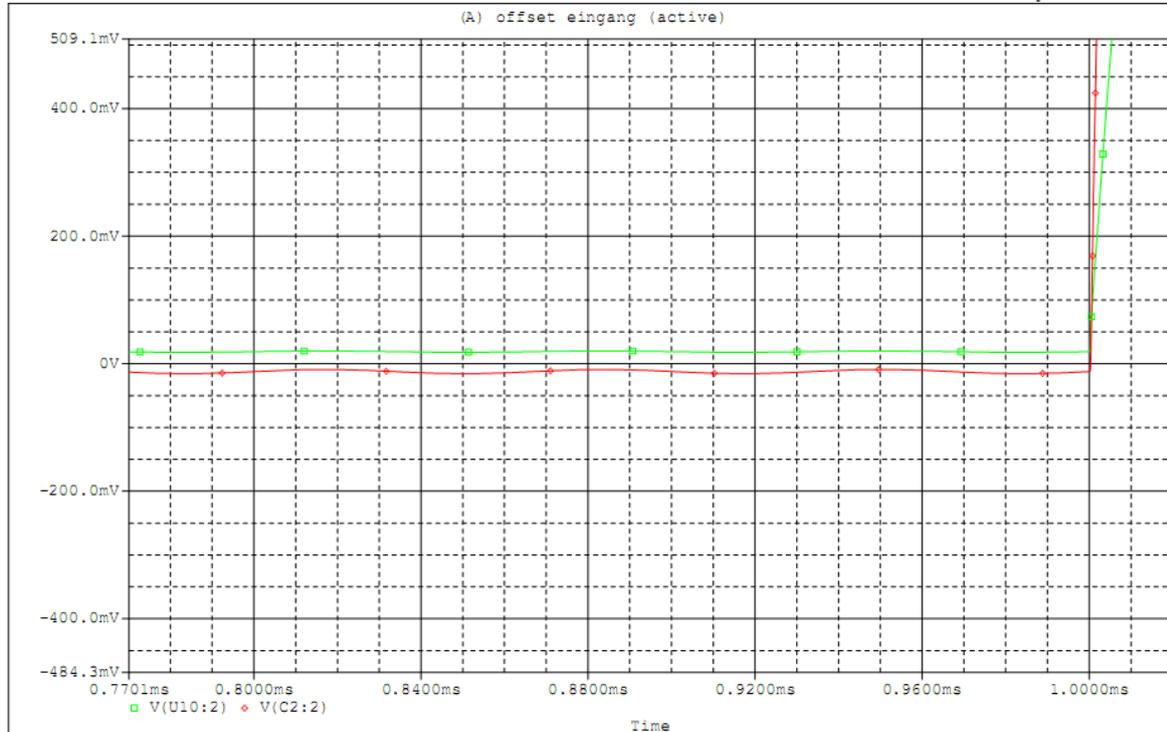
Date: June 05, 2008

Page 1

Time: 12:04:36

Abbildung 97: Plot 3. Großsignal: grün – Ue; rot – Ua ; blau – Leistung am RL

** Profile: "SCHEMATIC1-offset eingang" [G:\projektlabor\audioverstärker_pl_2-bspicefiles\schematic\offset ei...
 Date/Time run: 06/05/08 12:05:39 Temperature: 27.0



Date: June 05, 2008

Page 1

Time: 12:06:23

Abbildung 98: Plot 4. Offset der Ein- und Ausgangsspannung vor dem Schaltvorgang

7.5.6 Testaufbau:

Die Verstärkerschaltung wurde in verschiedenen Varianten aufgebaut und getestet. Die endgültige Schaltung für die Audiosignalverstärkung ist in der Abb. 94 zu sehen. Als grundlegende Frage war zum Anfang zu klären welchen OPV wir für die Schaltung verwenden werden. Der gesuchte OPV sollte optimal die Rahmenbedingungen für die Schaltung erfüllen. Also mit $\pm 12V$ Gleichspannung arbeiten und ein $\pm 1V$ Audiosignal auf einen 6W Lautsprecher gut ausgeben können. Nach langem Suchen beschlossen wir den TDA2030 zu nehmen, da dieser gut die Rahmenbedingungen erfüllte. Bei den einzelnen verschiedenen Schaltungsversuchen merkten wir jedoch, dass mehrere Probleme auftraten. Zum einen unterschätzten wir einige Störeinflüsse auf die Schaltung oder vernachlässigten den Konflikt zwischen reellen und idealen Bauelementen aus der Theorie. So war zum Beispiel das Rauschen der Spannungsquellen so stark, dass der TDA2030 überhaupt nicht richtig arbeiten konnte. Dieses Problem konnten wir jedoch recht schnell mit Kondensatoren zur Stabilisierung der Betriebsspannung beheben. Weiterhin bereiteten mehr Offsetverschiebungen an Eingang und Ausgang des OPV uns Probleme, die aber mit Kondensatoren und Widerständen aus dem Weg geräumt werden konnten. Die Schaltung zeigte nach diesen Veränderungen schon ein sehr schönes Verstärkungsverhalten, nur erhitzte sich der TDA2030 konstant sehr stark, so dass er schon nach kurzer Zeit sich durch die hohe Temperatur selbst zerstört hätte. Die Lösung war relative einfach. Wir mussten dem OPV durch einen Kühlkörper die überschüssige Wärme entziehen. Wir testeten zu diesem Zweck mehrere Kühlkörper, bis der für unsere Verhältnisse richtige gefunden war. Um es noch mal zu betonen und darauf hinzuweisen möchte ich darauf verweise, in jedem Fall den TDA2030 mit einem Kühlkörper zu betreiben, da dieser auch unbelastet schon sehr warm wird. Nach unseren Messungen mit verschiedenen OPV's der Serie TDA2030 liegt die Temperatur ohne eine Belastung des TDA's bei konstant $60^{\circ}C$. Mit einer Last am Ausgang stieg die Temperatur weiter konstant an und hätte zwangsläufig zur Zerstörung des TDA's geführt. Wird der TDA2030 mit einem genügend großen Kühlkörper bestückt, kann dies leicht verhindert werden. Unser Kühlkörper schafft es den TDA konstant auf $40^{\circ}C$ auch mit Last runterzukühlen. Nach dem Testaufbau siehe Abb. 1. ist diese Schaltung in den Grenzen des Eingangssignals und der Betriebsspannung vollkommen betriebsfähig und zufriedenstellend.

Auswertung des realen Testaufbaus:

Nach Behebung der Probleme spiegelten die Messungen an der realen Schaltung ganz gut die Ergebnisse der Simulation wieder. Dies sollen im Folgenden die Abb. 95 und 98 von der Messung mit dem Oszilloskop veranschaulichen.

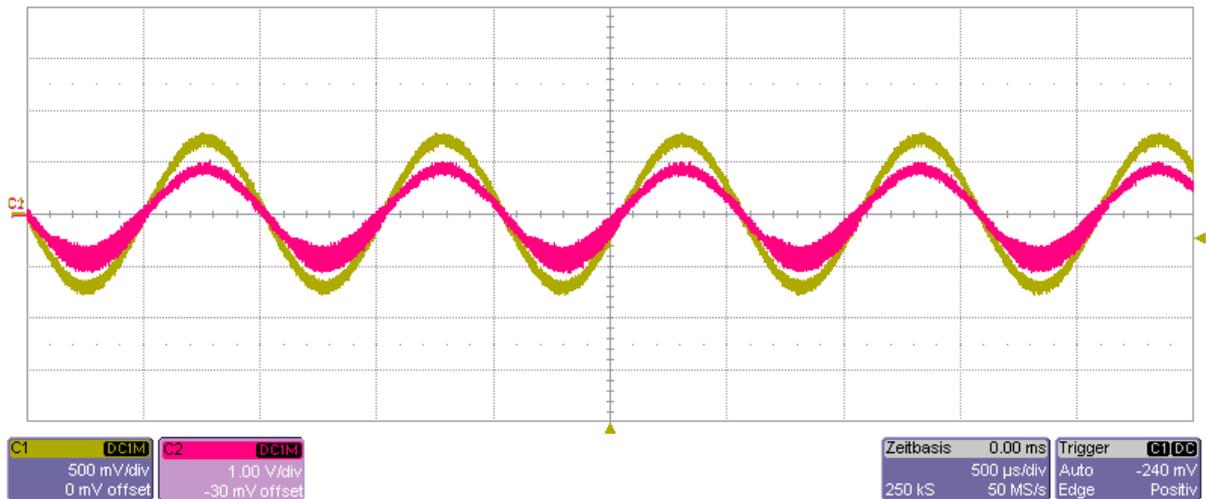


Abbildung 99: Messung über Oszilloskop $f = 1\text{kHz}$; Eingangssignal $\pm 750\text{mV}$
Sinus C1 – Eingangssignal; C2 – Ausgangssignal

7.6 Verstärkerschaltung für die Hörmuschel

Es sollte eine Schaltung entwickelt werden, die ein Audiosignal verstärkt und auf eine Hörmuschel ausgibt. Dazu wurde ein vorhandener Telefonhörer zerlegt und die Hörmuschel vermessen. Die Messung ergab, dass der Lautsprecher eine Impedanz von $2\text{k}\Omega$ besitzt und bei einer Spannung von maximal $1,5\text{V}$ arbeitet.

Jetzt musste eine geeignete Schaltung erdacht und entsprechende Bauelemente ausgesucht werden. Da der Verstärkungsfaktor gering ausfällt entschied man sich für einen Transistor in Emitterschaltung, inklusive eines Potis für die Lautstärkeregelung der Hörmuschel.

Am Schnittstellentermin wurden die Werte für die Stromversorgung ($+5\text{V}$), das Audiosignal (1V sinusförmig) und der zu übertragende Frequenzbereich ($20\text{Hz} - 10\text{kHz}$) endgültig festgelegt und die Schaltung (Abbildung 101) angepasst.

Verstärkerschaltung

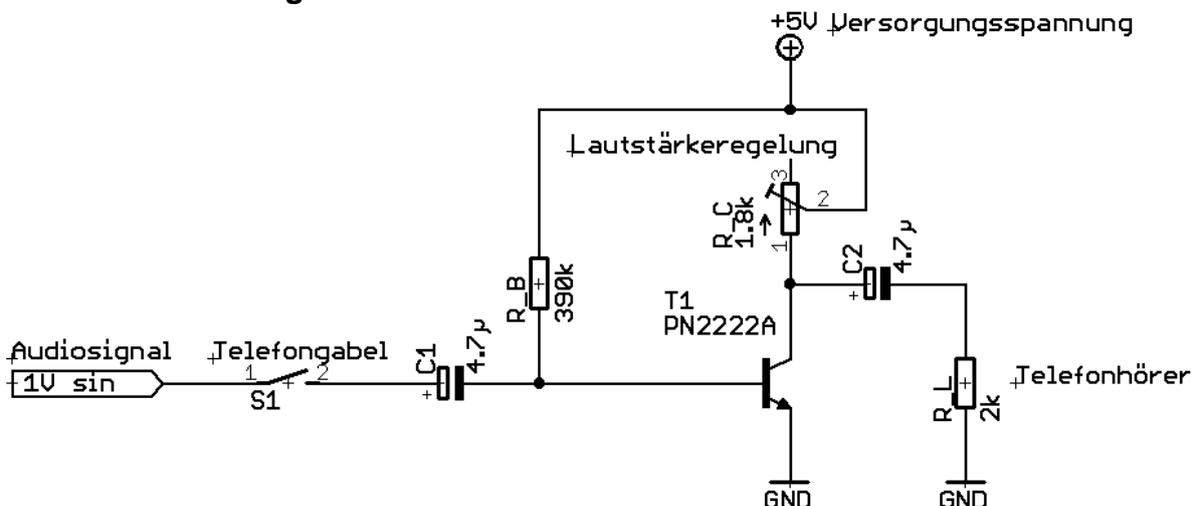


Abbildung 100: Verstärkerschaltung

Anschließend wurde die Schaltung für das Frequenzspektrum von $20\text{Hz} - 10\text{kHz}$ simuliert. Zu erkennen ist, dass Sowohl Strom als auch Spannung um 180°

phasenverschoben wiedergegeben werden. Bei niedrigen Frequenzen tritt ein Einschwingvorgang nach dem Einschalten auf, verschwindet aber bei höheren Frequenzen. Der Verstärker arbeitet im gesamten Spektrum verzerrungsarm.

Spannungsverläufe bei 1kHz

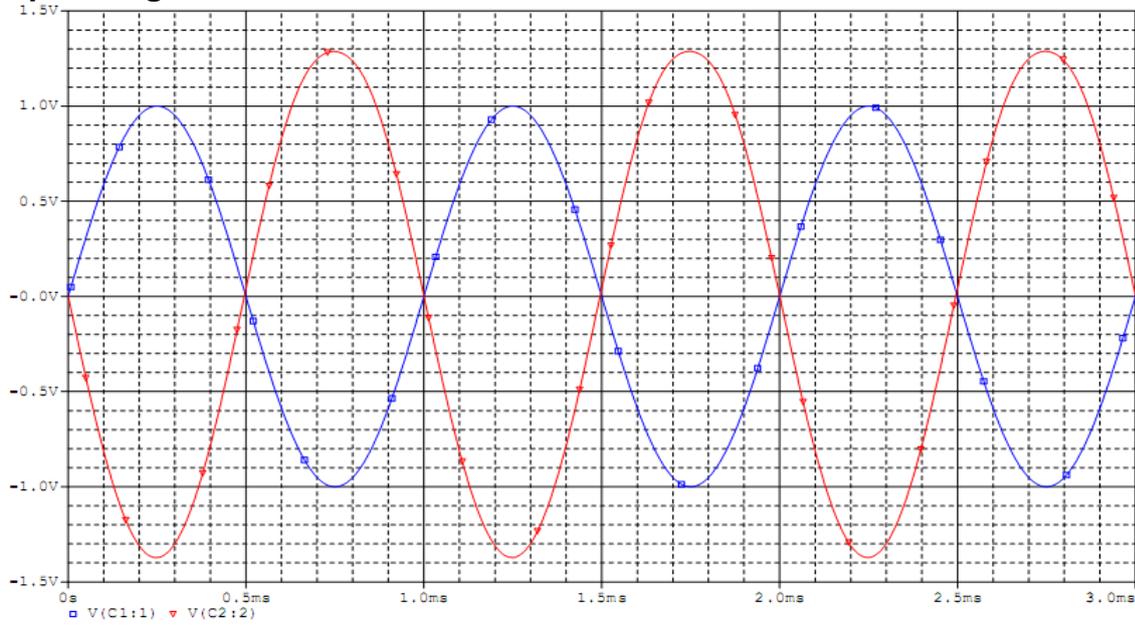


Abbildung 101: Spannungsverläufe bei 1kHz

Stromverläufe bei 1kHz

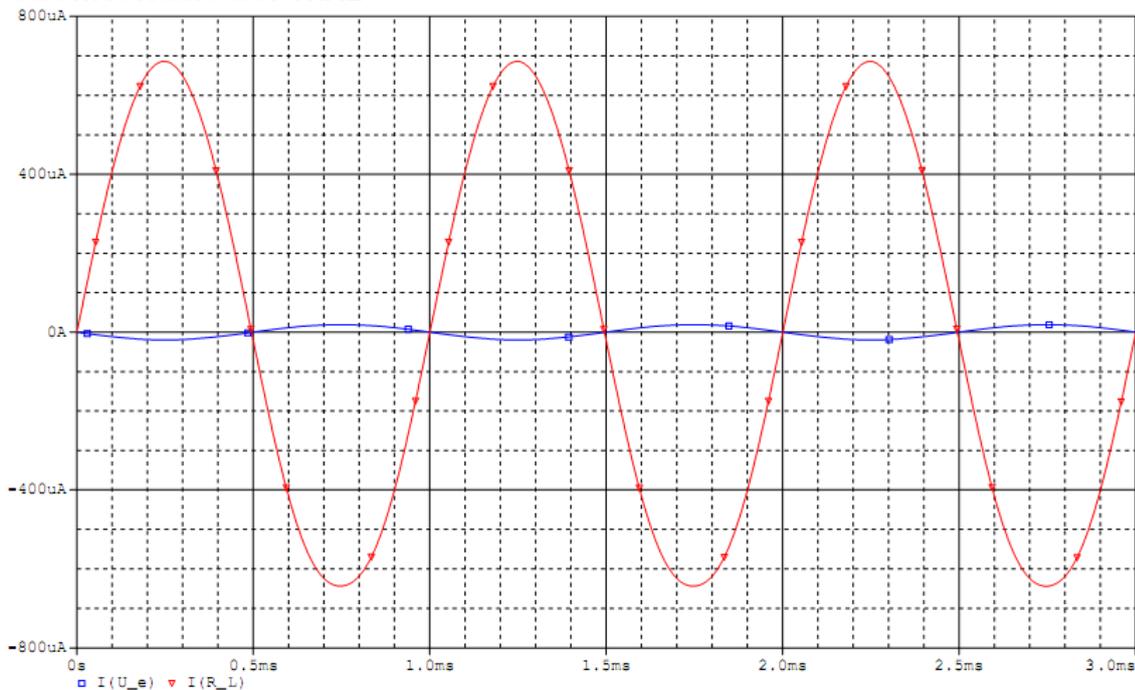


Abbildung 102: Stromverläufe bei 1kHz

Nach erfolgreicher Simulation wurde ein Testaufbau der Schaltung in Angriff genommen und erfolgreich abgeschlossen. Dabei wurde das Eingangssignal zunächst über einen Frequenzgenerator eingespeist und als abschließender Test

wurde die Schaltung über ein Mobiltelefon mit Musik versorgt und diese sehr gut über die Hörmuschel ausgegeben. Danach wurde die Verstärkerschaltung in die Gesamtschaltung der Gruppe 4 integriert und erfolgreich getestet. Anschließend wurden die Schnittstellen festgelegt und konfiguriert.

Gesamtschaltung

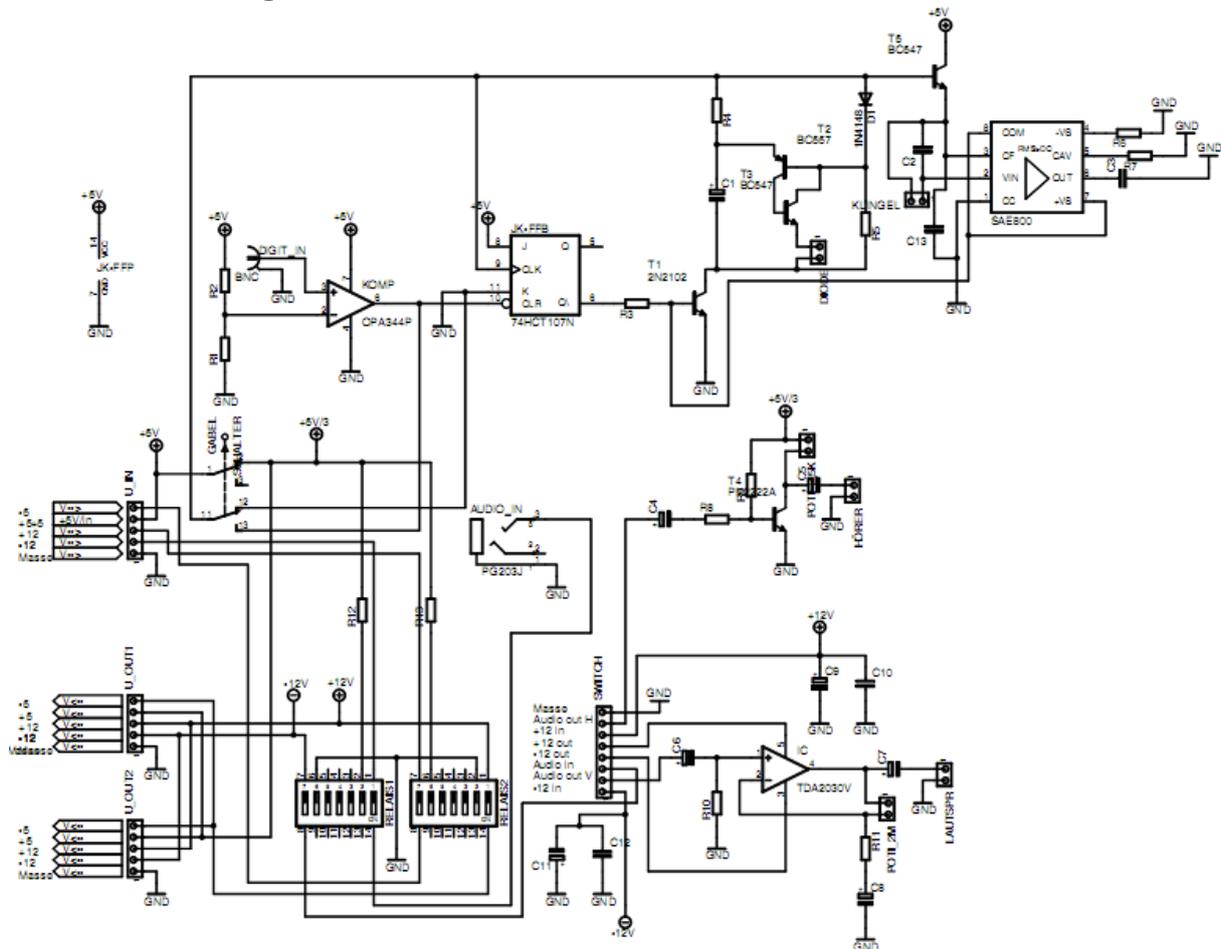


Abbildung 103: Gesamtschaltung

Stromversorgung

Als weitere Aufgabe musste eine Lösung für die Stromversorgung des Projektes gefunden werden. Es wurde beschlossen den Strom über den Telefongabelschalter zu steuern. Da nur ein Schalter für vier Spannungen zur Verfügung steht wurde auf Relais zurückgegriffen (Abb. 105). Die Relais werden mit der +5V Spannung gesteuert und schalten die Spannungen von -5V, +12V, -12V und das Audiosignal. Die verschiedenen Spannungen werden von einem Netzteil geliefert und nach dem Schalten an alle Baugruppen des Projektes geschickt. Das Audiosignal wird in den Verstärkern verarbeitet.

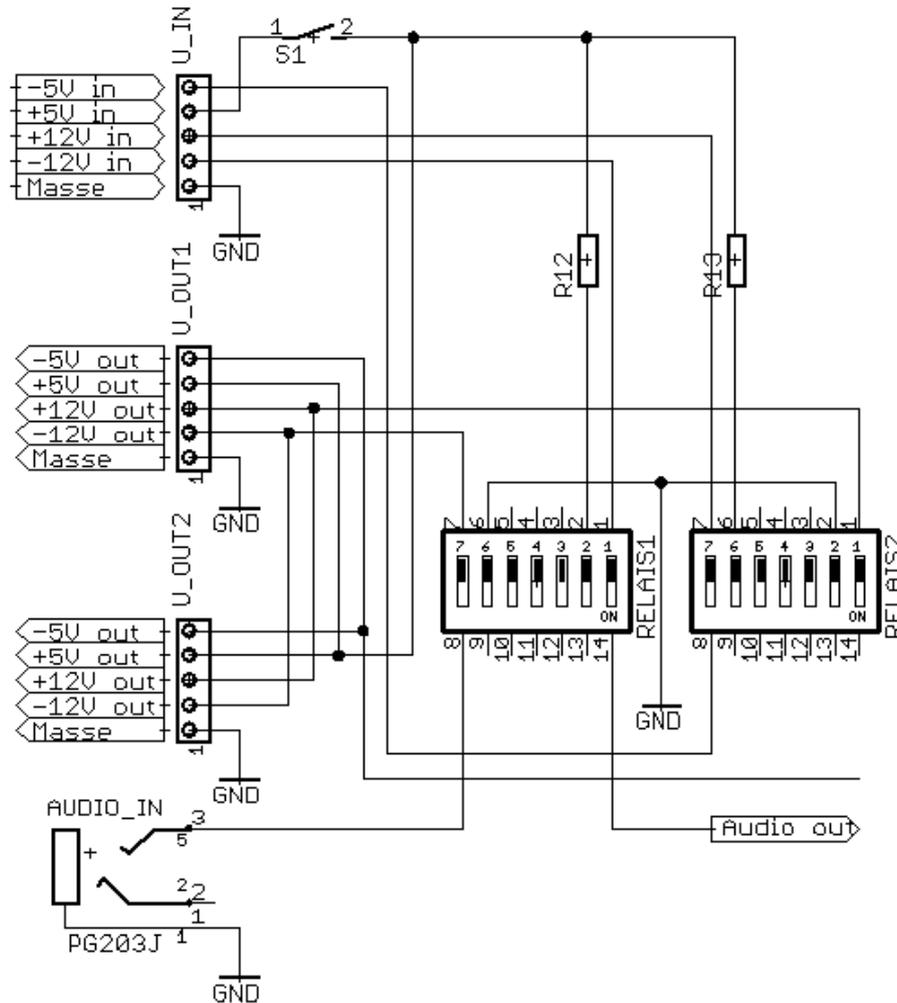


Abbildung 104: Stromversorgung

Platinendesign

Jetzt konnte das Design der Platine beginnen. Diese wurde in das ausgeschaltete Gehäuse eines Telefonapparates eingepasst um die vorhandene Telefongabel nutzen zu können. Auf ihr finden die Stromversorgung, die Logik, die Verstärkerschaltungen für den Hörer und den Lautsprecher sowie die Steckverbindungen für die Lautstärkeregelung und das Umschalten des Audiosignals Platz (Abb. 108). Fast alle Leitungen konnten auf der Unterseite (Abb. 106) untergebracht werden. Allerdings war es notwendig einige Drahtbrücken auf der Oberseite (Abb. 107) zu verlegen.

Abbildung 12: Testaufbau	21
Abbildung 13: Amplitudenfrequenzgang	23
Abbildung 14: Aktives Tiefpassfilter 2.Ordnung mit Mehrfachgegenkopplung	23
Abbildung 15: Schaltung.....	25
Abbildung 16: Bodediagramm	26
Abbildung 17: Schaltungsverhalten bei $f = 1\text{kHz}$	27
Abbildung 18: Schaltungsverhalten an der Grenzfrequenz.....	27
Abbildung 19: Pegelanzeigeschaltung	31
Abbildung 20: Simulationsschaltung	32
Abbildung 21: Simulationsergebnis	33
Abbildung 22: Testaufbau	34
Abbildung 23: Testaufbau Pegelanzeige mit Mikroschaltung	35
Abbildung 24: Pegelanzeige-Schematic.....	36
Abbildung 25: Pegelanzeige-Board	37
Abbildung 26: Pegelanzeige-Layout.....	38
Abbildung 27: Bestückungsplan Bauelemente auf der Platine	38
Abbildung 28: Schaltung ohne Pegelanzeige	39
Abbildung 29: Layout und Bestückungsplan für Vorverstärker und Filter	43
Abbildung 30: Blockschaltbild.....	44
Abbildung 31: Verlauf von Dreiecksignal $V(n004)$ und Rechtecksignal $V(n002)$	45
Abbildung 32: Schaltungsplan	46
Abbildung 33: Spannungsverläufe: Dreieck (blau), Rechteck (rot), mit PWM (grün).....	47
Abbildung 34: Dreiecksgenerator und Komparatorschaltung	48
Abbildung 35: PWM bei großem Audioeingangssignal	50
Abbildung 36: PWM bei niedrigem Audioeingangssignal	51
Abbildung 37: Stabilisierte Spannung.....	52
Abbildung 39: Schaltung Tiefpassfilter 2. Ordnung	56
Abbildung 40: Schaltung Hochpass 1. Ordnung	56
Abbildung 41: Amplitudengang	58
Abbildung 42: Amplitudengang in dB	58
Abbildung 43: Bodediagramm	59
Abbildung 44: Platinenaufbau.....	60
Abbildung 45: Gesamte Filterschaltung.....	61
Abbildung 46: Schaltungsentwurf mit Pspice	63
Abbildung 47: Plot der Simulation.....	64
Abbildung 48: Eagleschaltung	65
Abbildung 49: Top	66
Abbildung 50: Bottom.....	66
Abbildung 51: Schaltung mit Pspice	67
Abbildung 52: Schaltplan bei Eagle.....	68
Abbildung 53: Layout bei (Bottom).....	69
Abbildung 54: 10kHz	70
Abbildung 55: 100kHz	70
Abbildung 56: 1Mhz	71
Abbildung 57: Collimatoren.....	73
Abbildung 58: Strahl ohne Collimator	73
Abbildung 59: Strahl mit Collimator.	74
Abbildung 60: Sein Schaltzeichen	74

Abbildung 61: Funktionsweise.....	75
Abbildung 62: Kennlinie eines Schmitt-Triggers	75
Abbildung 63: Pspicesschaltung	76
Abbildung 64: Simulationsverlauf	76
Abbildung 65: Simulation mit 1MegHzAbbildung.....	77
Abbildung 66: Schaltung in Eagle	78
Abbildung 67: Board in Eagle:.....	78
Abbildung 68: Schaltplan.....	80
Abbildung 69: Platinenlayout (Bottom).....	81
Abbildung 70: Platinenlayout (Top)	81
Abbildung 71: Plot	82
Abbildung 72: Schaltpan (Empfängerschaltung)	85
Abbildung 73: Externe Fotodiode	85
Abbildung 74: Externe Fotodiode	87
Abbildung 75: Empfängerschaltung und externe fotodiode	87
Abbildung 76: Layout	89
Abbildung 77: Layout	90
Abbildung 78: Layout	91
Abbildung 79: Layout	92
Abbildung 81: Schaltplan der Komparatorschaltung	94
Abbildung 82: Simulationsplot der Komparatorschaltung.....	95
Abbildung 83: Aufnahme des Oszilloskops	96
Abbildung 84: Eagle-Schematic der Komparatorschaltung	97
Abbildung 85: Simulationsschaltung	99
Abbildung 86: Schaltplan in Simulation	99
Abbildung 87: Klingelschaltung	100
Abbildung 88: Blinkschaltung	101
Abbildung 89: Endgültiger Schaltplan	102
Abbildung 90: Die Plots auf Oszilloskop (Ue gelb, Ua rot)	103
Abbildung 91: Testaufbau für Klingel- und Blinkschaltung.....	104
Abbildung 92: Testaufbau der Logikschaltung.....	104
Abbildung 93: Schaltplan.....	105
Abbildung 94: Simulationsschaltung	106
Abbildung 95: Plot 1. Kleinsignal: grün – Ue; rot – Ua; blau – Leistung am RL	108
Abbildung 96: Plot 2. Mittleres Signal: grün – Ue; rot – Ua ; blau – Leistung am RL	108
Abbildung 97: Plot 3. Großsignal: grün – Ue; rot – Ua ; blau – Leistung am RL	109
Abbildung 98: Plot 4. Offset der Ein- und Ausgangsspannung vor dem Schaltvorgang.....	109
Abbildung 99: Messung über Oszilloskop $f = 1\text{kHz}$; Eingangssignal $\pm 750\text{mV}$	111
Abbildung 101: Verstärkerschaltung	111
Abbildung 102: Spannungsverläufe bei 1kHz	112
Abbildung 103: Stromverläufe bei 1kHz	112
Abbildung 104: Gesamtschaltung	113
Abbildung 105: Stromversorgung	114
Abbildung 106: Platinendesign Bottom	115
Abbildung 107: Platinendesign Top.....	115
Abbildung 108:Platinenbestückung	116



9 Datenblätter