

Optisch gesteuertes Potentiometer für Audioanwendungen

Diplomarbeit

DA 724

durchgeführt von

Peter Braumiller

Institute für Elektronik
der Technische Universität Graz
Leiter: Univ.-Prof.Dipl.-Ing.Dr.techn. Wolfgang Bösch



Gutachter: Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter Winkler

Graz, Februar 2012

Statutory Declaration

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources/resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

Graz, _____
Date

Signature

Eidesstattliche Erklärung¹

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommene Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am _____
Datum

Unterschrift

¹Beschluss der Curricula-Kommission für Bachelor-, Master- und Diplomstudien vom 10.11.2008; Genehmigung des Senates am 1.12.2008

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich ganz herzlich bei meinem Betreuer, Herrn Prof. Gunter Winkler, bedanken. Ohne seine Unterstützung und Geduld wäre diese Diplomarbeit so nicht zustande gekommen. Großer Dank gilt auch den ehemaligen Kollegen Sigfried Widerin und Gerald Viehhauser für die fruchtbringenden Gespräche, die letztlich den Anstoß für die Wahl des Themas der Arbeit gaben. Ich hoffe, ihnen auch einige für sie interessante Ergebnisse liefern zu können. Außerdem sollte dieser Platz genutzt werden, um mich bei meinen Eltern für ihr Verständnis und ihre Unterstützung während meines Studiums bedanken. Und nicht zuletzt gebührt meiner Freundin Marta ein großer Dank – Sie ist sicherlich genauso glücklich über den Abschluss meiner Arbeit wie ich.

Inhaltsangabe

In dieser Diplomarbeit werden Potentiometer durch zwei Optokoppler mit resistiven Ausgangselementen ersetzt. Die Temperaturabhängigkeiten und der Memoryeffekt werden durch eine analoge Regelung mit je einem Referenzelement kompensiert. Die Sollwerte der Regelkreise können durch einen Digital-Analog-Umsetzer vorgegeben werden und so die virtuelle Schleiferstellung des optisch gesteuerten Potentiometers verändert werden.

Die audiotechnische Eignung dieser optisch gesteuerten Potentiometer wird praktisch durch den Aufbau eines Röhrenverstärkers demonstriert. Außerdem werden Klirrfaktormessungen eines mit einem optisch gesteuerten Potentiometer realisierten Pegelstellers bei verschiedenen Dämpfungswerten und verschiedenen Eingangsepegeln vorgenommen.

abstract

In this work a new type of potentiometers are discussed. The potentiometers are constructed out of two optocouplers with resistive output elements. The problems of temperature drift and the light memory effect are compensated by forming a closed loop control system with two reference elements. This system gets its set-point via an analog to digital converter. In this way it is possible to digitally set the virtual wiper position.

The fitness for audio applications are proofed practically by constructing a tube amplifier for musical instrument amplification. Furthermore measurements of the total harmonic distortion are taken with different wiper positions and increasing input levels .

Inhaltsverzeichnis

| | |
|---|-----------|
| Danksagung | v |
| Inhaltsangabe | vii |
| 1. Einleitung | 1 |
| 2. Grundlagen | 5 |
| 2.1. Das elektromechanische Potentiometer in Audioanwendungen | 5 |
| 2.1.1. Aufbau eines elektromechanischen Potentiometers . . . | 5 |
| 2.1.2. Das Potentiometer als Pegelsteller | 7 |
| 2.2. Licht | 10 |
| 2.2.1. Geschichtliches | 10 |
| 2.2.2. Photonen | 12 |
| 2.3. Wechselwirkung des Lichtes mit Materie | 14 |
| 2.3.1. Absorption | 15 |
| 2.3.2. Bandstruktur von Halbleitern | 18 |
| 2.4. Strahlungsdetektoren | 21 |
| 2.5. Fotoleitung | 23 |
| 2.6. Strahlungsquelle | 29 |
| 2.6.1. Injektionsmechanismen in PN-Übergängen | 31 |
| 3. Röhrenschaltungstechnik | 33 |
| 3.1. Elektronenröhren | 33 |
| 3.1.1. Diode | 34 |
| 3.1.2. Triode | 36 |
| 3.2. Röhregrundschaltungen | 40 |
| 3.2.1. Kathodenschaltung | 41 |
| 3.2.2. Anodenschaltung | 47 |

Inhaltsverzeichnis

| | |
|---|------------|
| 4. Chemische und Physikalische Eigenschaften von Cadmium | 49 |
| 4.1. Toxikologische Eigenschaften von Cadmium | 49 |
| 4.1.1. Gesetzliche Regelungen zum Verbot von Cadmium in der EU | 50 |
| 4.2. Alternative Materialien zu Cadmium für analoge Optokoppler | 51 |
| 5. Modellierung eines analogen Optokopplers | 53 |
| 5.1. Reale Fotowiderstände | 53 |
| 5.1.1. Materialien | 55 |
| 5.1.2. Memoryeffekt | 56 |
| 5.1.3. Zeitverhalten | 58 |
| 5.1.4. Temperaturverhalten | 58 |
| 5.1.5. Alterung | 59 |
| 5.1.6. Fazit | 59 |
| 5.2. Auswahl einer geeigneten LDR/LED-Kombination | 60 |
| 5.3. Kennlinien analoger Optokoppler | 64 |
| 5.4. Spice-Modell | 65 |
| 5.4.1. Modell der Leuchtdiode | 65 |
| 5.4.2. Modell des lichtabhängigen Widerstandes | 66 |
| 6. Hardware | 71 |
| 6.1. Röhrenbestückter Verstärker | 71 |
| 6.1.1. Blockschaltbild | 72 |
| 6.1.2. Schaltungsbeschreibung | 75 |
| 6.2. Netzteil | 86 |
| 6.2.1. Anodenspannungsversorgung | 87 |
| 6.2.2. Heizspannungsversorgung | 89 |
| 6.2.3. Gittervorspannungserzeugung | 89 |
| 6.2.4. Betriebsspannungserzeugung für Digitalteil | 91 |
| 6.3. Potentiometerhardware | 92 |
| 6.3.1. Potentiometermodul | 93 |
| 6.3.2. Drehgebermodul | 100 |
| 6.3.3. Hauptplatine | 101 |
| 7. Messungen | 103 |
| 7.1. Messaufbau | 103 |
| 7.2. Messablauf | 104 |

Inhaltsverzeichnis

| | |
|---|------------|
| 7.3. Messergebnisse | 105 |
| 8. Schlussbemerkungen und Ausblick | 109 |
| Literatur | 113 |
| A. Fertigungspläne | 115 |
| B. Fotos | 135 |
| C. Messergebnisse | 137 |
| C.1. Screenshots THD-Messung | 139 |

Abbildungsverzeichnis

| | |
|---|----|
| 2.1. Pegelstellanordnung eines Potentiometers | 7 |
| 2.2. Parallele Pegelstellanordnung | 7 |
| 2.3. Serielle Pegelstellanordnung | 7 |
| 2.4. Potentiometer-Bahncharakteristika | 9 |
| 2.5. Optische Anregungsprozesse | 16 |
| 2.6. Vereinfachte Bandstruktur von Silizium | 19 |
| 2.7. Vereinfachte Bandstruktur von Galiumarsenit | 20 |
| 2.8. Fotoleiter-Abmessungen | 25 |
| 2.9. Spektrum LDR | 27 |
| 2.10. Aufbau LDR | 28 |
| 2.11. Aufbau LDR 2 | 29 |
| 2.12. Spektrum LEDs | 32 |
| 3.1. Aufbau einer Triode (Veröffentlicht von <i>User:Ojibberish</i> unter CC BY ND | 37 |
| 3.2. Auszug aus Datenblatt ECC83S[6] | 39 |
| 3.3. Graphische Dimensionierung einer Kathodenschaltung | 42 |
| 3.4. | 44 |
| 3.5. Kathodenschaltung | 45 |
| 3.6. Kathodenschaltung mit Stromgegenkopplung | 46 |
| 3.7. Anodenschaltung 1 | 47 |
| 3.8. Anodenschaltung 2 | 47 |
| 5.1. Ersatzschaltbild eines realen Fotowiderstandes | 55 |
| 5.2. LDR Temperaturverhalten | 59 |
| 5.3. Spektrale Empfindlichkeiten von LEDs und LDRs | 61 |
| 5.4. Überlagerung der Empfindlichkeitskurven von LED und LDR | 62 |
| 5.5. Wirkungsgrad von Optokopplern | 64 |
| 5.6. Kennlinie NSL32-SR2 | 65 |

Abbildungsverzeichnis

| | |
|--|-----|
| 5.7. Vergleich von Simulation und Messung | 69 |
| 6.1. Blockschaltbild des Beispielverstärkers | 72 |
| 6.2. Eingangsstufe | 74 |
| 6.3. Eingangskennlinie $R_k = 1,5k\Omega$ | 77 |
| 6.4. Vorverstärker | 79 |
| 6.5. Kennlinienfeld ECC83 $R_k = 10\Omega$ und $R_a = 100k\Omega$ | 79 |
| 6.6. Kennlinienfeld ECC83 $R_k = 1\Omega$ und $R_a = 100k\Omega$ | 80 |
| 6.7. AC-Simulation des Dreibandequalizers | 82 |
| 6.8. Simulationsschaltung Dreibandequalizer | 83 |
| 6.9. Schaltplan Endstufe | 83 |
| 6.10. Schaltplan Anodenspannungsnetzteil | 87 |
| 6.11. Schaltplan Netzteil 6,3V | 88 |
| 6.12. Schaltplan Gittervorspannungserzeugung | 89 |
| 6.13. Schaltplan Netzteil 5V | 91 |
| 6.14. Blockschaltbild der Steuerhardware | 93 |
| 6.15. Kommunikationsprotokoll <i>mcp4726</i> | 94 |
| 6.16. Prinzipschaltbild des Reglers | 96 |
| 6.17. Schnittzeichnung eines Doppel-Optokopplers | 99 |
| 7.1. Messschaltung für die THD-Messung | 104 |
| 7.2. THD vs. Generatorpegel | 105 |
| 7.3. Ein- und Ausgangssignal LDR-Poti | 106 |
| 7.4. Oberwellenspektrum eines 100 k Ω -Potentiometers bei ver- schiedenen Dämpfungen | 107 |
| B.1. Controllerboard s100 und Drehgebermodul s102 | 136 |
| B.2. Potentiometermodul s101 komplett und teilbestückt | 136 |
| B.3. Chassis Innenansicht | 136 |
| B.4. Chassis | 136 |
| B.5. Combo Vorderansicht | 136 |
| B.6. Combo Rückansicht | 136 |
| C.1. Foto des Messaufbaues für die THD-Messung | 138 |

1. Einleitung

Jeder Tonmeister kennt ihn: den Wunsch, klassische, analoge Studiogeräte in den digitalen Produktionsablauf einzubinden. Das heißt, Presets abzuspeichern, Automatisierungsdaten zu erzeugen etc. Aber auch der Musiker wünscht sich oft mehr Flexibilität beim Abspeichern und Wiederaufrufen verschiedener Klang- und Lautstärkeinstellungen, als sein meist zweikanaliger Verstärker ermöglicht.

Eine der bisherigen Lösungen für diese Problemstellung stellt die Motorisierung der vorhandenen Potentiometer dar. In Kombination mit einer geeigneten Software und einer Steuerelektronik, welche eine Verbindung zu entsprechenden Eingabegeräten – einen PC, MIDI Keyboards etc. – herstellen kann, lassen sich so voreingestellte Potentiometerstellungen abspeichern und wieder aufrufen.

Leider verbindet Motorpotentiometer und normale Potis der Nachteil der mechanischen Alterung, der Empfindlichkeit gegenüber Schmutz und Feuchtigkeit, großer Toleranzen sowohl der Gesamtbahnwiderstände (20%) als auch große Abweichungen von der gewünschten Bahncharakteristik (6dB) sowie große Abweichungen der Interlinearität bei Stereopotentiometer (6dB). Die exemplarischen Qualitätsparameter sind den Datenblatt der Leitplastikpotentiometerfamilie *PA11* von VISHAY, einer anerkannt guten Potentiometerserie professioneller Qualität, die speziell für Audioanwendungen vorgesehen ist. [15]

Als weiterer Nachteil der Motorpotentiometerlösung sei die vergleichsweise langsame Stellgeschwindigkeit dieser Bauteile, welcher einen Einsatz zur Kanalumschaltung im Live-Betrieb (z.B. um während eines Songs zwei verschiedene Presets für *cleane* und *verzerrte* Gitarrensounds abzurufen) verunmöglicht, genannt.

1. Einleitung

Neben den Motorpotentiometern gibt es noch die Möglichkeit, statt normaler, mechanischer Potis digitale zu verwenden, welche in großer Typenvielfalt von den Halbleiterherstellern angeboten werden; exemplarisch sei für diese Bauteile die Type *mcp4141* von MICROCHIP genannt. Gemeinsam haben all diese Bauteile das Funktionsprinzip: über MOSFET-Schalter werden schrittweise Festwiderstände, die in einem Leiternetzwerk organisiert sind, zu- oder weggeschaltet. Diese Bauteile sind unempfindlich gegen Verschmutzung und stimmen – entsprechender Lasertrimmung des Widerstandsnetzwerkes vorausgesetzt – der gewünschten Charakteristik weitgehend überein. In vielen Anwendungsfällen lassen sich daher Analogpotentiometer durch solche digitale ICs ersetzen. Die Grenzen dieser Technik liegen speziell dort, wo große Signalwechselspannungen verarbeitet werden. Laut Datenblatt des *mcp4141* lässt sich der Analogteil auf bis zu 0,3 V über der Versorgungsspannung V_{DD} aussteuern. Bei einer maximalen Betriebsspannung von $V_{DD,max} = 7\text{ V}$ wären das 7,3 V – zu wenig für klassische Röhrengeräte, wo Signalwechselspannungen von $50 V_{pp}$ und mehr keine Seltenheit sind.[12]

Die dritte Lösungsmöglichkeit für dieses Problem liegt im Einsatz analoger Optokoppler, auch *VACTROLS*© genannt. Diese Variante wird auch in vorliegender Arbeit behandelt. Der Name *Vactrol* geht hierbei auf die Firma VACTEC zurück, welche diese Bauteile in den 1950 Jahren entwickelte. Diese Bezeichnung setzte sich als Gattungsbegriff auch auf Konkurrenzprodukte durch. Der Originalhersteller wurde inzwischen mehrfach durch andere Unternehmen übernommen und firmiert heute unter den Namen EXELICIAS TECHNOLOGY, die eine Sparte des US-Konzernes PERKIN ELMER ist.

Analoge Optokoppler besitzen einen resistiven Ausgang. Dieser Ausgang verhält sich also weitgehend wie ein ohmscher Widerstand und ist über große Bereiche linear. Realisiert werden kann eine solche Charakteristik durch den Einsatz sogenannter lichtabhängiger Widerstände. Diese nach ihren englischen Namen *Light Dependent Resitors* auch LDRs genannten Bauteile sind direkte, sperrschichtlose, II-IV oder II-V Verbindungshalbleiter, deren Klemmenwiderstand durch das Maß der Beleuchtung verändert werden kann. Physikalisch lässt sich dieses Verhalten durch den *inneren photoelektrischen Effekt* erklären: ankommende Photonen übertragen ihre Energie auf Elektronen im Valenzband, die dadurch ins Leitungsband ge-

hoben werden und somit der elektrischen Leitung zur Verfügung stehen und so die Leitfähigkeit erhöhen.

Als Lichtquelle stehen eine Vielzahl von verschiedenen Leuchtmittel zur Verfügung. Klassischerweise wurden diese Optokoppler mit Glühlampen betrieben, welche durch die lange Nachleuchtdauer des Glühdrahtes die Schaltgeschwindigkeit verringern. Dies war aber für den Haupteinsatzbereich als verstärkungsveränderndes Bauteil in Audiokompressoren eine erwünschte Eigenschaft, ließen sich so längere Decay-Zeiten einfach realisieren. Als wichtigste Lichtquelle in aktuellen Optokopplern haben sich allerdings Elektrolumineszenzbauteile in Form von Leuchtdioden durchgesetzt: Sie schalten so gut wie trägheitslos und leuchten nicht nach; außerdem gehorcht der Zusammenhang zwischen der Anzahl der erzeugten Photonen zum Leuchtdiodenstrom einer genauen Gesetzmäßigkeit.

Leuchtdioden basieren auf der Injektionslumineszenz. Hierbei werden angeregte Träger durch Injektion in einen PN-Übergang erzeugt, welche – geeignete Halbleiterbauteile vorausgesetzt – strahlend rekombinieren.

Die üblichen Einsatzbereiche analoger Optokoppler sind unter anderem:

- in Dynamikprozessoren wie Limiter, Kompressor und Expander als steuerbares, verstärkungsveränderndes Bauteil
- als Schalter für Audiosignale
- als Pegelsteller in VCAs
- als veränderbarer Widerstand in frequenzbestimmenden RC-Gliedern in spannungsgesteuerten Filtern (Voltage Controlled Filter, VCF) und spannungsgesteuerte Oszillatoren (Voltage Controlled Oscillator, VCO)

Vorteile analoger Optokoppler sind:

- hohe Linearität
- daraus resultierender moderater Klirrfaktor
- verhält sich fast wie ein ohmscher Widerstand
- galvanische Trennung zwischen Steuer- und Signalstromkreisen
- daher störarmer Schaltungsentwurf möglich
- hohe Spannungsfestigkeit
- daher Einsatz in Röhrenschaltungen möglich

1. Einleitung

Allerdings ergeben sich beim Einsatz von analogen Optokopplern eine Reihe von Nachteilen, welche die Einsatzmöglichkeiten stark begrenzen:

- starke Nichtlinearität der Leuchtdiodenstrom-Widerstandskennlinie
- großer Temperaturkoeffizient ($>1\%$)
- Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten von der Beleuchtungsstärke
- große Exemplarstreuung
- Abhängigkeit des Widerstandswertes von der Beleuchtungsgeschichte

Letzteres bedeutet, dass sich das Bauteil nicht durch ein lineares, zeitinvariantes System beschreiben lässt, da die Ausgangsgröße des Systems – der Widerstandswert – abhängig von seiner Vergangenheit ist.

In der vorliegenden Diplomarbeit werden mehrere optisch gesteuerte Potentiometer, welche von einem Mikrocontroller angesteuert werden, realisiert und auf deren Basis ein röhrenbestückter Instrumentalverstärker entworfen und aufgebaut. Die realisierte Schaltung wird zusätzlich auch mit klassischen elektromechanischen Potentiometern aufgebaut, um einen direkten A/B-Vergleich dieser beiden Techniken zu ermöglichen. Aufgrund der oben bereits erwähnten nachteiligen Eigenschaften der analogen Optokoppler wird eine Möglichkeit zur Kompensation dieser Eigenschaften präsentiert und untersucht.

2. Grundlagen

2.1. Das elektromechanische Potentiometer in Audioanwendungen

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, elektromechanische Potentiometer durch elektronische zu ersetzen. Hierbei sollten die entsprechenden Qualitätseigenschaften – wenn möglich – übertroffen werden.

2.1.1. Aufbau eines elektromechanischen Potentiometers

Elektromechanische Potentiometer werden hauptsächlich in zwei Bauformen gebaut: als Schieberegler und als Drehregler.

Die linearen Schieberegler finden einen weiten Einsatzbereich als Pegelsteller in analogen und digitalen Studio- und Livemischpulten. Motorisiert ermöglichen sie die Automatisierung von analogen sowie digitalen Produktionsabläufen im Studio.

Die bei weitem größte Verbreitung haben jedoch die Drehregler, welche in der (analogen) Audiotechnik praktisch überall zu finden sind, wo Parameter eingestellt und verändert werden wollen. Um diese Potentiometer möglichst ohne Eingriffe in die originale Schaltungstechnik ersetzen zu können und die resultierende Klangcharakteristik möglichst nicht zu verändern, lohnt es sich, einen genaueren Blick auf diese Bauteile zu werfen.

Die übliche Standardausführung eines Drehpotentiometers besteht aus einer offenen oder hermetisch versiegelten, in einem Kreissegment angeordneten, auf einer isolierenden Unterlage aufgetragenen Schicht aus leitfähigem Material, welche an beiden Enden einen Kontakt besitzt und mittels

2. Grundlagen

einem im Mittelpunkt des Kreissegmentes drehbar gelagerten Schleifers abgegriffen werden kann. Dadurch entstehen zwischen den drei Klemmen zwei Teilwiderstände, welche zusammengenommen einen vom Drehwinkel des Schleifers unabhängigen, konstanten Widerstand ergeben.

Als Materialien für die Widerstandsschicht kommen Kohle, leitfähige Kunststoffe sowie spezielle, leitfähige Keramiken (Cermet) zum Einsatz. Für Potentiometer, die für höhere Leistungen geeignet sind, kommen auch Widerstandsdrähte zum Einsatz. Letztere haben aber nicht zuletzt aufgrund ihres diskreten Widerstandsverlaufes in der Audiotechnik keine Bedeutung.

Für analoge Audioanwendungen kommen hauptsächlich Kohle- und Leitplastikpotentiometer zum Einsatz, wobei Kohleschicht aufgrund des günstigeren Preises bei weitem überwiegt, obwohl sich die Leitplastikpotentiometer bezüglich ihrer Rauschzahl, der Lebensdauer, der Temperaturkoeffizienten und ihres Bedingefühls günstiger verhalten.

Cermet eignet sich ausgezeichnet als Material für Trimpotentiometer, da es von allen Materialien die beste Langzeitstabilität und geringste Temperaturabhängigkeit aufweist. Viele Cermet-Potentiometer sind allerdings nur für wenige Betätigungen ausgelegt. Die Oberfläche der Cermets ist außerdem rauer als die der konkurrierenden Materialien, welches sich bei der Betätigung unter Umständen hörbar auswirkt (rauschen). Aus diesem Grund spielen Cermets in der Audiotechnik eine geringere Rolle.

In Tabelle 2.1 sind noch einmal die grundlegenden Eigenschaften der verschiedenen gebräuchlichen Potentiometertypen aufgelistet.

Tabelle 2.1.: Vergleich Potentiometereigenschaften

| Bahnmaterial | Temperaturverhalten | Neben-geräusche | Lebensdauer | Belastbarkeit | Preis |
|--------------|---------------------|-----------------|-------------|---------------|-------|
| Kohleschicht | - | o | o | - | + |
| Leitplastik | o | + | + | + | - |
| Cermet | + | - | +/- | + | - |

2.1. Das elektromechanische Potentiometer in Audioanwendungen

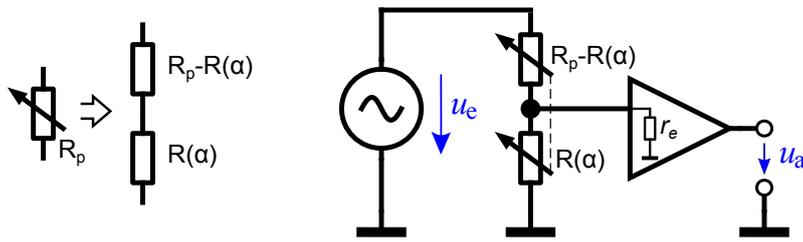


Abb: 2.1.: Pegelstellanordnung eines Potentiometers

2.1.2. Das Potentiometer als Pegelsteller

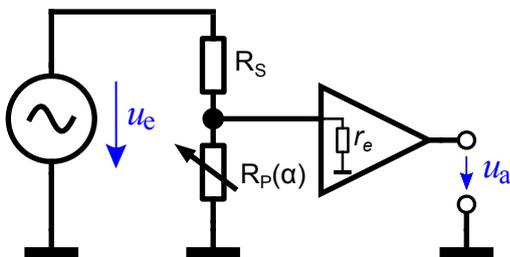


Abb: 2.2.: Parallele Pegelstellanordnung

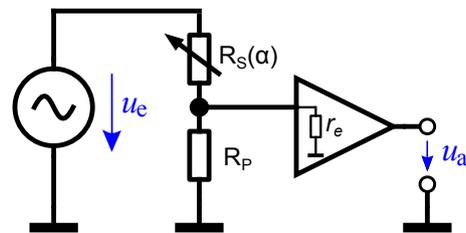


Abb: 2.3.: Serielle Pegelstellanordnung

In Abbildung 2.1 sieht man ein Prinzipschaltbild einer üblichen Pegelstellanordnung. Das Potentiometer wird als Spannungsteiler benutzt. Der nachfolgende Verstärker ermöglicht eine Anpassung des Ausgangssignales an den gewünschten Normpegel. Sofern die Normpegel des Eingangssignales und des Ausgangssignales übereinstimmen, kann die Verstärkung der Stufe 0dB betragen. Die Ausgangsspannung folgt der Gesetzmäßigkeit:

$$u_a = A_0 \cdot \frac{R(\alpha) \parallel r_e}{R_p \parallel r_e}$$

aus

$$r_e \gg R_p \quad \text{und} \quad R_1 = f(\alpha) = R(\alpha)$$

$$u_a \approx A_0 \cdot \frac{R(\alpha)}{R_p} \quad (2.1)$$

2. Grundlagen

Der Eingangswiderstand der Schaltung ergibt sich aus

$$R_{ein} = R_p - R_\alpha + \frac{R_\alpha \cdot r_e}{R_\alpha + r_e} \approx_{r_e \gg} R_p \quad (2.2)$$

Andere Pegelstellanordnungen sind die serielle und die parallele Schaltung des veränderbaren Widerstandes. Zur Erzeugung eines Spannungsabfalles sind jeweils Festwiderstände notwendig, die an den Widerstandsbereich des veränderbaren Widerstands angepasst sein müssen. Diese Anordnungen haben eine schlechtere Dynamik und einen geringeren Wirkungsgrad als die potentiometrische Schaltung. Sie werden aber häufig benutzt, wenn es darum geht, Verstärkungen in Audioschaltungen elektronisch veränderbar zu machen, z.B. durch den Einbau eines analogen Optokopplers oder eines Feldeffekttransistors. Der Eingangswiderstand ist in diesen beiden Fällen von der gewählten Abschwächung abhängig. Dies beeinflusst unter Umständen die Funktionsweise der Treiberschaltung und muß bei deren Auslegung mit berücksichtigt werden.

Der Zusammenhang zwischen Drehwinkel α und dem Teilwiderstand $R_2 = f(\alpha)$ wird durch die Charakteristik der Widerstandsbahn bestimmt. Da das menschliche Gehör eine logarithmische Empfindlichkeitswahrnehmung hat, ist eine solche Charakteristik auch für die Pegelstellung in elektroakustischen Anlagen wünschenswert, um so für konstant überstrichene Schleifwinkel gleiche Lautheitsänderungen zu ermöglichen.

Am Einfachsten lässt sich eine solche konstante Lautheitsänderung dadurch erreichen, dass man die Bahncharakteristik durch eine geeignete Anordnung des Widerstandsmaterials logarithmisch gestaltet. Die meisten Potentiometertypen sind in dieser logarithmischen Charakteristik erhältlich. Abbildung 2.4 zeigt weitere übliche Bahncharakteristiken, die in der Audiotechnik zur Anwendung kommen (z. B. für Balance- und Panorama-regler).

2.1. Das elektromechanische Potentiometer in Audioanwendungen

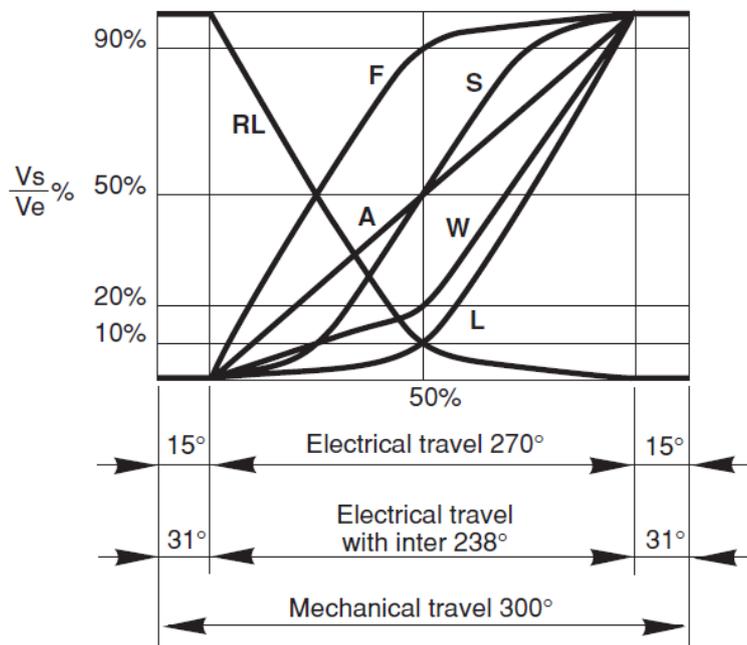


Abb: 2.4.: Verschiedene erhältliche Bahncharakteristika [15]

2. Grundlagen

2.2. Licht

2.2.1. Geschichtliches

Die Natur des Lichtes blieb dem Menschen lange verborgen; so ist das Licht allgegenwärtig und durch unsere Sinne in Form von Wärme und dem Gesichtssinn fühl- und sehbar. Trotzdem stellte die Physik erst in der ersten Hälfte des 20. Jahrhunderts mit der Photonentheorie ein zufriedenstellendes Modell zur Verfügung, welches seither äußerst erfolgreich zur Beschreibung der physikalischen Eigenschaften von optoelektronischen Halbleiterbauelementen verwendet wird.

Bereits *Newton* stellte mit seiner Korpuskulartheorie ein Modell vor, welches dem Licht Eigenschaften eines Teilchenstrom von sogenannten Korpuskeln zuordnete. Dieses auch Emissionstheorie genannte Konzept erklärt die Ausstrahlung von Licht aus einer Lichtquelle analog zur Ausstrahlung von kleinen Teilchen hoher Geschwindigkeit aus einer Teilchenquelle. Gemäß dieser Theorie kann man das Licht also als „Strahlen“ von kleinsten Lichtteilchen – den Korpuskeln – auffassen.

Das Emissionskonzept ist erfolgreich bei der Erklärung verschiedener physikalischer Phänomene, die bei der Beobachtung des Lichtes auftreten. So lässt sich z.B. die Reflexion damit erklären. Allerdings liefert die Korpuskulartheorie keine Erklärung lichtphysikalischer Phänomene wie der Beugung und der Brechung.

Der niederländische Physiker *Christiaan Huygens* stellte bereits Mitte des 17. Jahrhunderts die Wellentheorie des Lichtes als Alternative zur Korpuskulartheorie vor: Er entdeckte, dass das Licht teilweise ähnliche Eigenschaften wie Wellen im Wasser hat. Er entdeckte auch das nach ihm benannte HUYGENSCHE PRINZIP, das die Beugung von Wellen an Hindernissen wie Spalten beschreibt.

Anfangs fand Huygens' Theorie wenig Anhänger. Dies änderte sich erst im 19. Jahrhundert durch die Arbeiten von *Fresnel*, *Maxwell* und vor allem durch das gelungene Doppelspaltexperiment von *Young*. Damit gelang erstmals die physikalische Beschreibung einiger grundlegender Ei-

enschaften des Lichtes wie Ausbreitung, Beugung, Brechung, Interferenzerscheinungen sowie Polarisation.

Die Einordnung des Lichtes ins Spektrum der elektromagnetischen Wellen wurde erst im Jahr 1900 durch *Max Planck* ergänzt. Er versuchte, die Gesetzmäßigkeit der Strahlung schwarzer Körper zu erforschen. Er konnte dabei auf das von *Wien* entwickelte wiensche Strahlungsgesetz[22] (Formel 2.4) und auf das von *Rayleigh* und *Jeans* formulierte Rayleigh-Jeans-Gesetz[20] [8] (Formel 2.3) zurückgreifen, welche jeweils eine Formel für die Beschreibung der Strahlung heißer schwarzer Körper zur Verfügung stellen.

$$\Phi(\lambda) = \frac{2\pi c k_B \theta}{\lambda^4} \quad (2.3)$$

$$\Phi(\lambda) = \frac{C}{\lambda^5} e^{-\frac{c}{\lambda\theta}} \quad (2.4)$$

Allerdings ist keine der beiden Formeln imstande, den genauen Zusammenhang zwischen dem emittierten Spektrum und der Temperatur für die gesamte Bandbreite exakt zu beschreiben. Das Rayleigh-Jeans-Gesetz beschreibt das emittierte Spektrum des Strahlers für große Wellenlängen gut. Für kleine Wellenlängen ergeben sich aber viel zu große Werte. Damit ergäbe sich für die Gesamtstrahlung, also nach integrieren über das gesamte Spektrum, ein unendlicher Wert – diese physikalische Unmöglichkeit wird auch als „Ultraviolett Katastrophe“ bezeichnet.

Für kurze Wellenlängen stimmt das Wiensche Strahlungsgesetz gut mit der Beobachtung überein, führt dafür aber bei großen Wellenlängen zu grob falschen Ergebnissen der Strahlungsintensität. Planck führte das zu seinen Ehren nach ihm benannte *Plancksche Wirkungsquantum* h ein. Das Wirkungsquantum stellt die kleinste abstrahlbare Energie dar: Planck konnte also durch Einführen der gequantelten Energie – eine seiner Meinungen nach rein heuristische Maßnahme – beide Theorien erfolgreich vereinigen.

Erst *Einstein* konnte 1904 mittels der durch das Übertragen der *Planckschen* Idee der Quantelung auf die Beschreibung des (äußeren) photoelektrischen Effektes [5] begründeter Quantentheorie der Teilchenauffassung des Lichtes abermals zum Durchbruch verhelfen. Einstein erhielt für diese Entdeckung 1922 den Physiknobelpreis.

2. Grundlagen

2.2.2. Photonen

Die Einordnung des Lichtes in das elektromagnetische Spektrum mit seinen rund 24 Zehnerpotenzen erfolgt zunächst aufgrund des Wellencharakters des Lichtes. Vom gesamten elektromagnetischem Spektrum nimmt das Licht nur ca. 5 Zehnerpotenzen in Anspruch. Im Bereich zwischen $\lambda = 10 \text{ nm}$ (Ultraviolett) und $\lambda = 1 \text{ mm}$ (Infrarot) nimmt das menschliche Auge nur einen kleinen Teil von ca. einer Oktave zwischen $\lambda = 380 \text{ nm}$ (violett) bis $\lambda = 780 \text{ nm}$ (rot) wahr.

Die Licht- bzw. Phasengeschwindigkeit des Lichtes beträgt

$$c = 2,998 \cdot 10^8 \text{ m/s} \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

im Vakuum. In Stoffen verringert sich die Phasengeschwindigkeit zu

$$v_{ph} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$$

In der Optik wird auch der Brechungsindex n benutzt:

$$n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \cdot v_{ph} \quad \mu_r \approx 1$$

Der Brechungsindex n ist dabei normalerweise Wellenlängenabhängig ($\partial n = f(\lambda)$). Dies wird als Dispersion bezeichnet.

Die Phasengeschwindigkeit beschreibt die Ausbreitungsgeschwindigkeit eines bestimmten Phasenzustandes. Diese ist allerdings nur im Falle des Vakuums mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit der Energie und damit auch des Signales (Signalenergie) identisch. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Energie wird als Gruppengeschwindigkeit bezeichnet.

$$v_{gr} = \frac{d\omega}{dk}$$

Der Zusammenhang zwischen Phasen- und Gruppengeschwindigkeit ergibt sich aus

$$v_{ph} = \frac{\omega}{k} = \lambda \cdot f \quad \text{mit} \quad k = 2 \cdot \pi / \lambda \dots \text{Wellenzahl}$$

Licht teilt sich mit anderen elektromagnetischen Wellen wie z.B. Radiowellen die physikalische Natur, die gehorchen den Maxwell'schen Gesetzen. Allerdings unterscheidet sich Licht, welches aus üblichen Strahlungsquellen emittiert wird, von den durch Oszillatoren erzeugten Radiowellen dadurch, dass es aus vielen verschiedenen, kurzen Wellenzügen zusammengesetzt ist, die untereinander keine feste Phasenbeziehung besitzen. Diese Eigenschaft wird als *Inkohärenz* bezeichnet.

Alle Eigenschaften wie Brechung, Interferenz oder Polarisation lassen sich durch die Wellennatur des Lichtes zufriedenstellend beschreiben. Die Ausbreitungsvorgänge können – falls die Wellenlänge λ klein gegenüber den geometrischen Abmessungen ist – durch die geometrische Optik näherungsweise als lineare „Strahlen“ beschrieben werden.

Für andere Eigenschaften des Lichtes eignet sich die Beschreibung des Verhaltens mittels der Quantenauffassung: Licht besteht demnach aus diskreten Energiequanten; Energiepakete, die nicht weiter unterteilt werden können. Diese Quanten werden auch Photonen genannt. Die Energie eines Photons beträgt:

$$E_q = h \cdot f = h \cdot c / \lambda \quad h \dots \text{Plank'sches Wirkungsquantum} \quad (2.5)$$

Für quantenmechanische Berechnungen wurde eine eigene Größe für die Energie, das Elektronenvolt, eingeführt. Damit ergeben sich handlichere Werte beim Rechnen auf Quantenebene. Ein Elektronenvolt bezeichnet hierbei jene Zunahme der kinetischen Energie, die ein Elektron nach der Beschleunigung mit einer Beschleunigungsspannung von 1 V erfährt.

$$E_q[\text{eV}] = \frac{1240}{\lambda[\text{nm}]}$$

$$1\text{eV} = 1,602 \cdot 10^{-19}\text{J}$$

Die Gleichung 2.5 beschreibt den Sachverhalt, dass jedem Photon bestimmter Farbe – also bestimmter Wellenlänge – eine genau definierte Energie zuzuordnen ist. Dies wird uns weiter unten helfen, die Lichtfarbe strahlender PN Übergänge zu bestimmen. Man kann also sagen, dass Gleichung

2. Grundlagen

2.5 den Zusammenhang zwischen Teilchen- und Wellenauffassung herzustellen vermag.

Mit steigender Wellenlänge sinkt also die Energie der Photonen. Das heißt umgekehrt, dass ein Lichtstrahl mit gleicher Energie aber geringerer Wellenlänge (also mit anderer Farbe) mehr Photonen enthalten muss als einer mit höherer Frequenz. Dies ist bei Photodetektoren von Bedeutung, da es Detektoren gibt, welche die Energie detektieren als auch solche, welche auf die Anzahl der Photonen ansprechen. Diese beiden Detektortypen würden für zwei Lichtstrahlen gleicher Energie aber unterschiedlicher Lichtfarben zu unterschiedlichen Detektionsergebnissen führen.

Als Strahlungsfluss ϕ versteht man nach Wellenauffassung die Amplitude der Lichtwelle; er kann aber auch als die Summe der Energien der pro Zeiteinheit durch den Strahlenquerschnitt hindurchgehenden Quanten verstanden werden. Gleichung 2.6 beschreibt diesen Zusammenhang für monochromatisches Licht – für Licht also, welches aus Photonen gleicher Energie und damit Lichtfarbe besteht.

$$\phi = NE_p = Nhf = Nhc/\lambda \quad (2.6)$$

Für polychromatisches Licht muss die Verteilung der Lichtquanten auf die verschiedenen Wellenlängen bestimmt werden und die einzelnen Teilstrahlungsleistungen addiert werden. Daraus ergibt sich die spektrale Strahlungsverteilung:

$$\phi_{e,\lambda} = \frac{\Delta\phi_e}{\Delta\lambda} \quad (2.7)$$

2.3. Wechselwirkung des Lichtes mit Materie

Lichtquanten können mit Materie auf zweierlei Arten Wechselwirken:

- Das Photon bleibt erhalten.
- Das Photon bleibt nicht erhalten.

2.3. Wechselwirkung des Lichtes mit Materie

Ersteres ist z.B. Bei der Reflexion, bei der Streuung, der Brechung oder der Polarisierung der Fall. Diese Phänomene lassen sich durch die geometrische Optik beschreiben.

Für die Photoelektronik wichtig ist die Wechselwirkung von Photonen, bei welcher das Photon umgewandelt wird. Das Photon wird hierbei durch die Wechselwirkung in seiner spektralen Verteilung (Wärmeenergie) verändert. Diese Wechselwirkungen werden als Absorption bezeichnet. Die Absorptionseffekte beruhen dabei auf der Anregung von Elektronen, der Paarzeugung von Elektronen und Löchern (Exzitonen) und der Elektronenemission.

2.3.1. Absorption

Die Absorption ist die für die Optoelektronik wichtigste Wechselwirkung zwischen Licht und Materie. Man kann einen Absorptionsgrad α definieren, der das Verhältnis zwischen ϕ_a – also den absorbierten Strahlungsfluss – und den auftreffenden Strahlungsfluss ϕ_o beschreibt.

$$\alpha = \frac{\phi_a}{\phi_o} \quad (2.8)$$

Der Absorptionsgrad beschreibt das Schwächer-Werden eines Lichtstrahles in Abhängigkeit der zurückgelegten Wegstrecke in einem Material. Er hängt dabei von der Wellenlänge des Lichtstrahles ab und wird deshalb als spektrale Größe angegeben.

Die Wellenlängenabhängigkeit der Absorption kann mittels folgender Mechanismen erklärt werden:

- Fundamentalabsorption (intrinsisch)
- Störstellenabsorption (extrinsisch)
- Intradbandabsorption

In Abbildung 2.5 sind alle wesentlichen Absorptionsmechanismen im Banddiagramm eingezeichnet.

2. Grundlagen

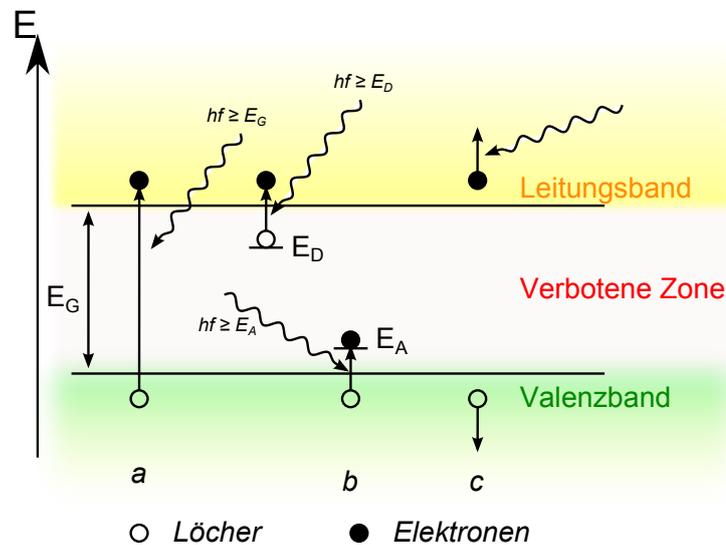


Abb: 2.5.: Optische Anregungsprozesse. a) Fundamentalabsorption b) Störstellenabsorption c) Intrabandabsorption

Fundamentalabsorption

Der Begriff *Fundamentalabsorption* (auch oft als Grundgitterabsorption bezeichnet) beschreibt den Effekt der Elektronen-Lochpaarerzeugung durch auf ein (Halbleiter-)Material auftreffende Strahlung. Bei Halbleitern lässt sich eine besonders starke spektrale Abhängigkeit des Absorptionsgrades beobachten: bei großen Wellenlängen wird beinahe der gesamte eintreffende Strahlungsfluss reflektiert, der Absorptionsgrad ist demnach sehr klein. Ab einer als *Grenzwellenlänge* bezeichneten Wellenlänge wird beinahe der gesamte Strahlungsfluss absorbiert. Diese Absorptionskante entsteht dadurch, dass die eintreffenden Photonen ab einer bestimmten Wellenlänge genug Energie besitzen, um Elektronen des Valenzbandes so stark anzuregen, sodass sie in das Leitungsband gelangen können, also über die verbotene Zone gehoben werden. Diese Grenzwellenlänge wird von der Bandabstandsspannung definiert.

2.3. Wechselwirkung des Lichtes mit Materie

$$E_G = E_C - E_V \quad \text{Bandabstand} \quad (2.9)$$

$$hf \geq h \frac{c}{\lambda_G} = E_G \quad (2.10)$$

An den Absorptionskanten gehorcht der Absorptionsgrad ungefähr folgender Gesetzmäßigkeit 2.11:

$$\alpha = \sqrt{hf - W_G} \quad (2.11)$$

Dies gilt für direkte Halbleiter.

Störstellenabsorption

Von Störstellenabsorption spricht man, wenn der strahlungsabsorbierende Vorgang nicht zwischen Valenz- und Leitungsband sondern zwischen zwei Störstellen und Bändern erfolgt. Dabei können zwei unterschiedliche Übergänge erfolgen:

- Übergang eines Elektron vom Valenzband auf einen Akzeptor
- Übergang eines Elektrons von einem Donatoratom auf das Leitungsband.

Die dazu nötige Energie ist entsprechend kleiner und die sich ergebende Absorptionskante errechnet sich mit:

$$E_{VA} = E_A - E_V \quad \text{Energielücke Valenzband - Akzeptor} \quad (2.12)$$

$$hf \geq h \frac{c}{\lambda_G} = E_{VA} \quad (2.13)$$

für den Übergang Valenzband-Akzeptor beziehungsweise mit:

$$E_{CD} = E_C - E_D \quad \text{Energielücke Donator Leitungsband} \quad (2.14)$$

$$hf \geq h \frac{c}{\lambda_G} = E_{CD} \quad (2.15)$$

2. Grundlagen

Für den Übergang von einem Donator auf das Leitungsband.

In beiden Fällen ist für den Absorptionsmechanismus eine geringere Energie notwendig. Dies ist gleichbedeutend mit einer größeren Wellenlänge. Daher eignen sich diese Absorptionsmechanismen besonders für die Konstruktion von Detektoren für den Infrarotbereich.

Da die Übergänge nur zwischen nicht ionisierten Störstellen und den Bändern möglich sind, ist entweder eine sehr tiefe Störstelle oder eine entsprechend niedrige Temperatur notwendig, da ansonsten die Mehrheit der Ladungsträger thermisch generiert werden würden. Dies ist gleichbedeutend mit einem Verschwinden des Messsignales im thermischen Rauschen infolge eines unzureichenden Signal- Rauschabstandes.

Als Faustregel für die Kühlung gilt hierbei nach [23, S. 25], dass bis zu einer Wellenlänge von 3 μm keine Kühlung notwendig ist, darüber hinaus bis 8 μm moderat gekühlt werden muss und bei noch größer zu detektierenden Wellenlängen eine Kühlung nahe des absoluten Temperaturnullpunktes notwendig ist.

2.3.2. Bandstruktur von Halbleitern

Neben der Darstellung der erlaubten Elektronenenergien eines Halbleiters mittels Bändermodell – welche nur die potentielle Energie der Elektronen berücksichtigt und den Impuls außer Acht lässt – existiert auch noch die Darstellung über die Elektronenimpulse \vec{p} bzw. den Wellenvektor $\vec{k} = \frac{\vec{p}}{\hbar}$. Das heißt, dass die Energie eines Elektrons näherungsweise der Gesetzmäßigkeit 2.16:

$$E_{kn} = \frac{p^2}{2m_n} \quad (2.16)$$

Die für den jeweiligen Halbleiter typische Bandstruktur ergibt sich in Formel 2.16 aus der Masse m_n , die die effektive Masse des Elektrons darstellt: Sie ergibt sich aus der Elektronenruhemasse und den Kristallgitterkräften. *Direkte* Halbleiter bezeichnet dabei jene Halbleiter, welche im \vec{k} -Raum direkt übereinanderliegende Valenzbandmaxima und Leitbandminima haben. Dies ist bei Halbleitern wie z.B. GaAs oder InP der Fall. Abbildung

2.3. Wechselwirkung des Lichtes mit Materie

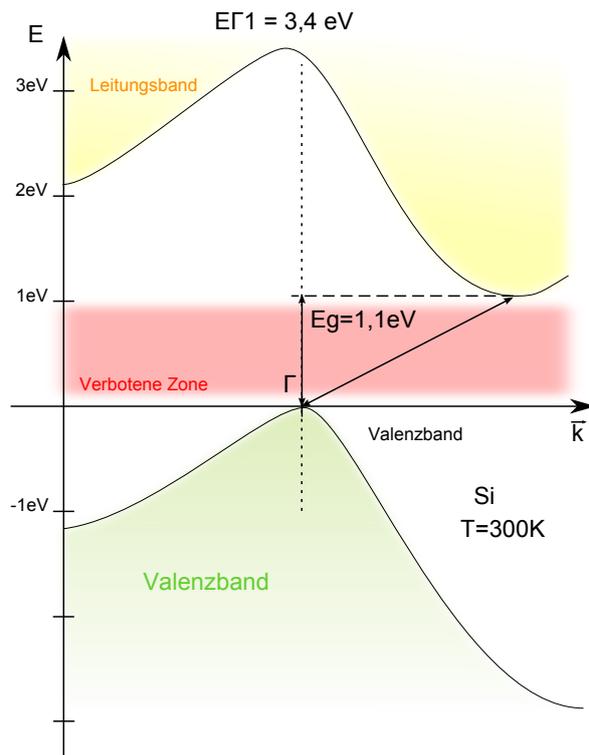


Abb: 2.6.: Vereinfachte Bandstruktur eines *indirekten* Halbleiters, in diesem Fall von Silizium

2. Grundlagen

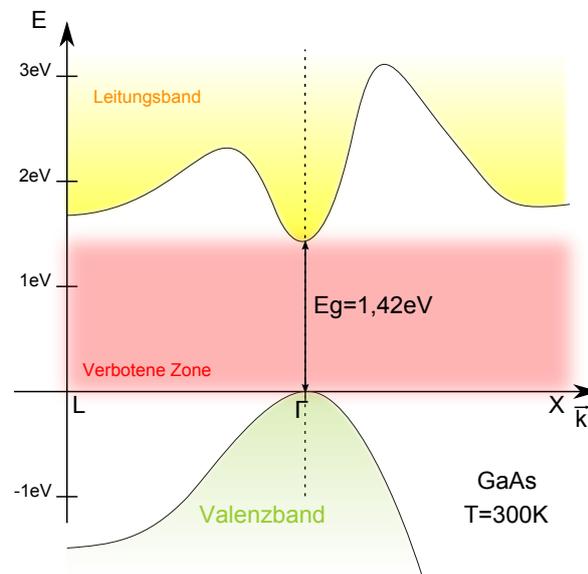


Abb. 2.7.: Vereinfachte Bandstruktur eines *direkten* Halbleiters, in diesem Beispiel von Galliumarsenit

2.7 zeigt die vereinfachte Bandstruktur von GaAs als Beispiel eines direkten Halbleiters. Als *indirekte* Halbleiter werden solche bezeichnet, deren Valenzbandmaxima *keine* Leitungsbandminima gegenüberliegen. Beispiele für solche Halbleiter wären Ge, Si oder GaP. Der Bandabstand ist dabei bei beiden Halbleitermaterialien der minimale Abstand zwischen dem Leitungsbandminimum und dem Valenzbandmaximum. Ein exemplarisches Bandstrukturdiagramm für indirekte Halbleiter ist in Abbildung 2.6 für Silizium abgebildet.

Für eine Absorption eines Photons in einem indirekten Halbleiter reicht nun eine reine Erhöhung der Elektronenenergie nicht alleine aus. Vielmehr muss das Elektron auch seinen Impuls ändern. Dies ist die Konsequenz aus der notwendigen Einhaltung des Impuls- und des Energieerhaltungssatzes. Der Impuls der Photonen reicht nicht alleine dafür aus; er ist aufgrund der nicht vorhandenen Ruhemasse sehr klein. Der Impuls wird von den Gitterschwingungen bereitgestellt. Die gequantelte Einheit dieser Gitterschwingung wird Phonon genannt und kann als *Schallquant* aufgefasst

werden.

Im $E(\vec{k})$ -Diagramm kann man Photonen durch senkrechte Pfeile darstellen, haben sie doch große Energie und kleinen Impuls; Phononen hingegen sind horizontale Vektoren – sie haben sehr kleine Energien ($<100\text{meV}$) und große Impulse.

2.4. Strahlungsdetektoren

Gemäß der oben vorgestellten Wechselwirkungsmechanismen von elektromagnetischer Strahlung mit Materie gibt es auch entsprechend zwei verschiedene Arten von Detektoren:

- thermische Detektoren
- Photonendetektoren.

Das Prinzip der thermischen Detektoren ist es, die durch die Wechselwirkung der Gitteratome mit den Photonen hervorgerufene Veränderung der Temperatur zu bestimmen. Dabei spielt die Einzelenergie eines Lichtquants für das Ergebnis keine Rolle; vielmehr entspricht die Signalgröße der gesamten absorbierten Strahlungsenergie.

Anders bei den Photonendetektoren: Die Signalgröße ist ein Maß für die Anzahl der detektierten (absorbierten) Photonen.

Die beiden Detektortypen unterscheiden sich wesentlich in Ihrer Ansprechgeschwindigkeit. Die thermischen Detektoren sind aufgrund der thermischen Relaxionszeit langsamer als Photonendetektoren. Außerdem sind Photonendetektoren in der Regel empfindlicher. Die Bandbreite der detektierbaren Strahlung ist allerdings aufgrund des Vorhandenseins einer Absorptionskante entsprechend geringer als die der thermischen Detektoren. Besonders im Infrarotbereich sind daher die thermischen Detektoren den Photonendetektoren überlegen und können ohne Kühlung betrieben werden. Als weiterer Vorteil der thermischen Detektoren wäre noch die wellenlängenunabhängige Empfindlichkeit zu nennen.

Lichtabhängige Widerstände wurden ursprünglich als Detektoren für die Messung von Licht konzipiert. Sie stellen dabei einen Photonendetektor

2. Grundlagen

dar. Die hier beabsichtigte Anwendung dieser Bauteile als Ersatz von ohmschen Widerständen ist daher eine den physikalischen Eigenschaften der sperrschichtlosen Photonendetektoren geschuldete Nebenanwendung.

Photonendetektoren

Photonendetektoren nutzen zur Detektion von auftreffenden Photonen entweder den inneren oder den äußeren Photoeffekt. In beiden Fällen muss das Photon die Mindestenergie E_{grenz} überschreiten, um durch Absorption ein Elektron anregen zu können.

Unter den Begriff *äußerer Photoeffekt* versteht man die Emission von Elektronen aus Festkörpern, welches durch das Auftreffen von Photonen induziert wird. Dazu muss die Mindestenergie des Photons E_{grenz} mindestens die Austrittsarbeit W_A übertreffen.

$$hf \geq W_A + \frac{mv^2}{2} \quad (2.17)$$

Der Letzte Term ist dabei die kinetische Energie der herausgelösten Elektronen.

Im Falle des inneren Photoeffekts verlässt das angeregte Elektron den Leiter *nicht*. Die Photonenenergie muss je nach Art der Absorption – intrinsisch oder extrinsisch – entweder den Bandabstand E_G oder im Falle der extrinsischen Detektoren der Störstellenaktivierungsenergie E_A oder E_D entsprechen.

Charakterisierung von Photonendetektoren

Der Quantenwirkungsgrad η

Der Quantenwirkungsgrad (oder auch Quantenausbeute) dient zur Charakterisierung von Strahlungsempfängern. Der externe Quantenwirkungsgrad gibt das Verhältnis der Zahl der erzeugten Ladungsträger zur Zahl der auftreffenden Photonen an:

$$\eta_{ex} = \frac{N_e}{N_p} = \frac{\frac{I_{ph}}{q}}{\frac{\Phi_e}{hf}} \quad (2.18)$$

Der ideale Quantenwirkungsgrad betrüge demnach 1, d.h. alle ankommenden Photonen erzeugten in diesem Fall ein Elektronen-Loch-Paar. Der reale Quantenwirkungsgrad wird allerdings u. A. durch Reflexionsverluste an Gläsern und an Oberflächen, Transmissionsverluste, Absorptionsverluste und Rekombinationsverluste begrenzt. Als *inneren* Quantenwirkungsgrad η_i bezeichnet man jenen Wirkungsgrad, der das Verhältnis der Elektronenzahl zur *tatsächlich* in den Kristall eindringenden Photonenzahl angibt.

Detektivität

Die Detektivität oder auch Nachweisgrenze D quantifiziert die minimal detektierbare Strahlung. Sie hängt von der Rauschleistung des Detektors ab, da die Empfindlichkeitsgrenze des Detektors dann erreicht ist, wenn die Rauschleistung gleich der Signalleistung ist. Die Rauschleistung setzt sich dabei aus den verschiedenen Rauschquellen (Thermisches-, Schrot-, Dunkelstrom-, etc.) zusammen. Dies führt zu dem Wert NEP (*Noise Equivalent Power*) $NEP = P_{min}(S/N = 1) \cdot 2^{-1/2}$. Das heißt, NEP gibt die erforderliche Leistung an, die für ein Signal-Rauschverhältnis von 1 notwendig ist.

Die Detektivität D ist der Kehrwert der NEP, $D = 1/NEP$. Um verschiedene Detektoren vergleichen zu können empfiehlt sich das Herausrechnen der Bandbreite und der Detektorfläche A . Dies führt zur *bezogenen Nachweisgrenze*

$$D^* = D \sqrt{\Delta f \cdot A}$$

2.5. Fotoleitung

Unter Fotoleitung versteht man die durch Einstrahlung von elektromagnetischer Strahlung hervorgerufene Leitwertänderung eines elektrischen

2. Grundlagen

Widerstandes. Hierbei ist entscheidend, dass sich diese Leitwertänderung ausschließlich auf die direkte Wechselwirkung der Photonen mit den Gitterelektronen zurückführen lässt und nicht etwa durch die durch die Wechselwirkung mit den Gitteratomen hervorgerufenen Erhöhung der Gittertemperatur. Daher handelt es sich bei Fotoleitern um *Photonendetektoren*, die gemäß den bereits weiter oben beschriebenen Arbeitsprinzipien der sperrschichtlosen Strahlungsempfänger funktionieren.

Nachdem die wesentlichen Mechanismen der Absorption besprochen wurden, lässt sich auch die Funktionsweise von Fotoleitern erklären. Grundsätzlich basiert die Änderung des Leitwertes, die sich bei der Änderung der Beleuchtung feststellen lässt, auf:

- Intrinsische
- Extrinsische
- Intraband

Absorption.

Die Leitfähigkeit eines Halbleiters errechnet sich allgemein aus der Beweglichkeit von Elektronen und Löchern und den entsprechenden Trägerdichten nach Formel 2.19.

$$\chi = q(n\mu_n + p\mu_p) \quad (2.19)$$

Durch Erhöhung des Lichteinfalles erhöht sich diese Leitfähigkeit. Diese Erhöhung der Leitfähigkeit hat zwei Ursachen:

- Zunahme der Trägerdichte
- Zunahme der effektiven Beweglichkeit

Ersteres ist der bestimmende Effekt bei monokristallinen Halbleitern. Zweiterer Effekt tritt bei polykristallinen Halbleitern auf.

Um bei einem Photoleiter eine Änderung der Leitfähigkeit hervorzurufen, wird ein Photon benötigt, welches mindestens die Energie seines Bandabstandes haben muss. Daher spricht der Photoleiter nicht auf Licht größerer Wellenlänge als der Grenzwellenlänge an. Die Grenzwellenlänge λ_G errechnet sich wie folgt:

2.5. Fotoleitung

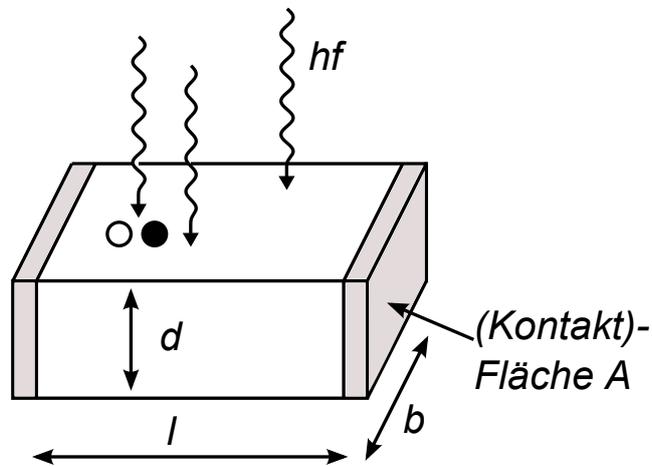


Abb: 2.8.: Fotoleiter-Abmessungen

$$\lambda_G = \frac{hc}{E_G} \quad (2.20)$$

Für folgende Betrachtungen wird ein Fotoleiter mit Abmessungen gemäß Abbildung 2.8 benutzt.

Sofern das eintreffende Licht die Fläche des Fotoleiters gleichmäßig ausleuchtet, kann man die Leitwertsänderung mit 2.19 wie folgt angeben:

$$\Delta G = \frac{A\chi}{l} = \frac{Aq(\mu_n\Delta n + \mu_p\Delta p)}{l} \quad (2.21)$$

Mit den Überschussträgerdichten $\Delta n = N\tau_n/V$ und $\Delta p = N\tau_p/V$ wird 2.21 zu:

$$\Delta G = \frac{qN(\mu_n\tau_n + \mu_p\tau_p)}{l^2} \quad (2.22)$$

Formel 2.21 gilt, wenn keine Oberflächenrekombination erfolgt sowie wenn die Volumensrekombination proportional der Überschussträgerdichten Δn und Δp ist. Das l in Formel 2.22 beschreibt die Länge des Fotoleiters. All

2. Grundlagen

dies gilt nur für die Eigenfotoleitung, bei der keine Störstellen mit im Spiel sind. Für die Störstellenfotoleitung muss man die Anregung zwischen einer Störstelle und dem Leitungsband betrachten; Daher ergibt sich die Grenzwellenlänge aus der intrinsischen Störstellenenergie E_i und daraus folgt:

$$\lambda_G = \frac{hc}{E_i} \quad (2.23)$$

Bei eingepprägter Spannung kann man aus der Leitwertänderung ΔG die Stromänderung ΔI bestimmen. Der Strom ΔI ergibt sich mit $\Delta I = U \cdot \Delta G$ aus 2.22 und dem externen Quantenwirkungsgrad η_{ex} :

$$\Delta I = \frac{q\eta_{ex}\Phi_e}{hf} \frac{E(\mu_n\tau_n + \mu_p\tau_p)}{l} \quad (2.24)$$

Der primäre Photostrom ergibt sich zu $I_{ph} = q\eta_{ex}\Phi_e/(hf)$. Obwohl es sich bei Fotoleitern eigentlich um passive Bauelemente handelt, wird der Begriff „Verstärkung“ oder Gewinn verwendet. Der Gewinn g bezeichnet die Stromverstärkung des Leiters, also das Verhältnis aus den im äußeren Stromkreis fließenden Elektronen und den durch den Fotoleiter bereitgestellten Elektronen:

$$g = \frac{\Delta I}{I_{ph}} = \frac{E\bar{\mu}\bar{\tau}}{L} = \frac{\bar{\tau}}{t_r} \quad (2.25)$$

Will man Verstärkungen größer als 1 erreichen, so muss die Trägerlaufzeit klein werden. Da diese von der Leiterlänge abhängig ist, muss diese im Sinne einer großen, erreichbaren Dynamik möglichst kurz sein. Dies lässt sich durch eine entsprechende Gestaltung der Detektoroberfläche erreichen. Gleichzeitig verlangt ein hoher Gewinn nach langen Lebensdauern. Dies verschlechtert aber das zeitliche Verhalten der Fotoleiter, da einer Änderung des Lichtstromes langsamer gefolgt werden kann. (vgl. [18, 135 ff.] und [23, 190 ff.])

2.5. Fotoleitung

Tabelle 2.2.: Eigenschaften verschiedener Halbleitermaterialien aus [18, S. 138]

| Halbleiter | Wellenlängenbereich μm | λ_{max} μm | Betriebstemperatur K | D_{max}^* $\frac{\text{cm}\sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}}$ | Ansprechzeit μs |
|------------|--------------------------------------|----------------------------------|-------------------------|---|-------------------------------|
| ZnS | 0,34-0,4 | 0,38 | 300 | $3 \cdot 10^{14}$ | 10^{-1} |
| CdS | 0,45-0,67 | 0,60 | 300 | $1,5 \cdot 10^{11}$ | 10^{-2} |
| CdSe | 0,72-0,83 | 0,80 | 300 | $2 \cdot 10^{12}$ | 10^{-3} |
| Si:Au | 0,50-1,1 | 1,0 | 300 | $5 \cdot 10^{12}$ | 0,1 |
| Si:Zn | 0,50-1,1 | 1,0 | 300 | $3 \cdot 10^{12}$ | 0,1 |
| PbS | 0,5-3,5 (5) | 2,5(2,8) | 300(77) | $2 \cdot 10^{12}$ | 500 |
| PbSe | 0,5-5(7,5) | 3,8(5) | 300(77) | 10^{10} | 10 |
| InSb | 1-7,3 | 6,8(5,3) | 300(77) | $8 \cdot 10^8$ | 0,1 |
| InAs | 1-3,8 | 3,3 | 300 | $3 \cdot 10^8$ | 0,5 |
| Ge:Au | 1-10,6 | 5 | 77 | 10^{10} | 0,1 |
| Ge:Cu | 0,5-31 | 20 | 4,2 | 10^{-3} | 0,01 |
| Hg/CdTe | 1-25 | 4-21 | 77 | $2 \cdot 10^{10}$ | 0,1 |

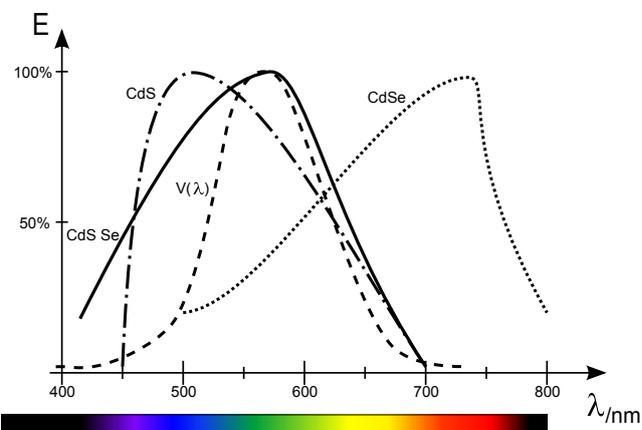


Abb: 2.9.: Spektren verschiedener, gebräuchlicher Photoleitermaterialien und Augenempfindlichkeitskurve $v(\lambda)$

2. Grundlagen

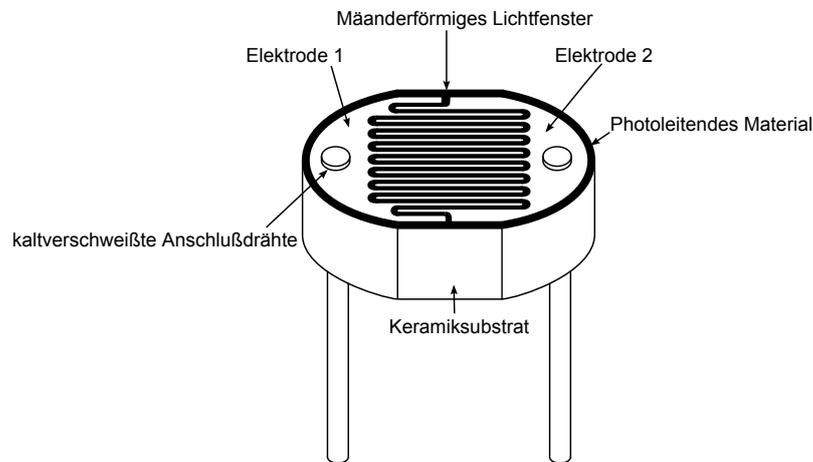


Abb: 2.10.: Aufbau eines kunststoffüberzogenen, Lichtabhängigen Widerstandes auf einem Keramiksubstrat

Aufbau eines Fotoleiters

Im Sinne möglichst kurzer Trägerlaufzeiten sollte der praktisch ausgeführte LDR eine möglichst kurze optisch wirksame Länge aufweisen. Nur dann erreicht man hohe Gewinne g . Die notwendige Detektorfläche wird durch einen entsprechend breiten Leiter realisiert. Dies kann man als Parallelschaltung vieler LDRs verstehen. Die praktische Ausführung sieht in der Regel so aus, dass eine halbleitende Schicht aus CdS, CdSe oder einer Mischung aus beiden auf einem Keramiksubstrat aufgebracht (aufgedampft) wird. Die Kontaktierung erfolgt von der Oberfläche aus: zwei metallisierte Flächen, die durch ein mäanderndes Lichtfenster elektrisch voneinander getrennt sind und an dieser Stelle auch den Eintritt von Photonen in den Kristall zulassen, sind mit den entsprechenden Anschlussdrähten verbunden. Im Sinne des gewünschten Dunkelwiderstands muss die Schichtdicke der CdS/CdSe-Schicht auf Basis der konkreten Abmessungen und der Eigenleitfähigkeit χ entsprechend dünn ausgeführt werden (Siehe Bild 2.10).

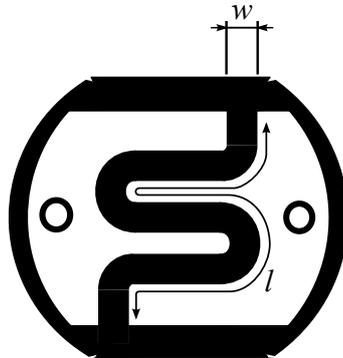


Abb: 2.11.: Aufbau eines Photoleiters. Die Weißen Flächen stellen dabei die metallisierten Kontaktflächen dar. Die schwarzen sind das Halbleitermaterial

2.6. Strahlungsquelle

Zur Komplettierung des Optokopplers wird noch eine Lichtquelle benötigt. Klassischerweise wurden dabei Glühlampen verbaut. Die trägen Glühfäden der Glühlampe führen zu einer weiteren Verlangsamung des Optokopplers. Dieses Verhalten wurde und wird bewusst benutzt, um in Kompressoren die Release-Zeiten zu verlängern. In den meisten Anwendungen stören allerdings die Nachteile der Glühlampe: langsames Schalten, kurze Lebensdauer, Wärmeentwicklung. Aus diesem Grund löste die Leuchtdiode die Glühlampe in optoelektronischen Anwendungen weitgehend ab.

Die Leuchtdiode zählt im Gegensatz zu der den thermischen Strahlern zuzuordnenden Glühlampe zu den Lumineszenzstrahlern. Alle strahlenden Übergänge zwischen Atomenergiezuständen, welche nicht der Temperatur zur Last gelegt werden können, werden als Lumineszenz bezeichnet; Die für die Abstrahlung notwendige zugeführte Energie erhöht damit nicht den Wärmevorrat des Materials. Damit gehorcht diese Strahlung auch nicht dem *Planckschen* Strahlungsgesetz.

Es gibt verschiedene Arten von Lumineszenzerscheinungen, wovon allerdings nur folgender Teil für die Halbleiterphysik von Bedeutung sind:

- Photolumineszenz – Anregung durch Photonen

2. Grundlagen

- Kathodolumineszenz – Anregung durch Elektronenbeschuss
- Elektrolumineszenz – Anregung durch elektrischen Strom

Letztere ist auch Grundlage für das Funktionieren von Leuchtdioden. Als Anregungsmechanismen der Elektrolumineszenz sind im wesentlichen die Stoßionisation durch große elektrische Feldstärke (Destriau-Effekt) und die Injektionslumineszenz bekannt. Beide werden auch technisch genutzt, der Destriau-Effekt kann z.B. verwandt werden, um Folien großflächig zum Leuchten zu bekommen – dies eignet sich gut für Anzeigezwecke und Frontplattenbeleuchtungen o.Ä.

Wesentlich für Leuchtdioden ist allerdings die Injektionslumineszenz; bei ihr werden Elektronen über einen PN-Übergang in die Sperrschicht eines geeigneten Halbleitermaterials injiziert, welche danach strahlend rekombinieren. Diese Rekombinationen erfolgen dabei spontan. Daher entsteht im Gegensatz zu der stimulierten Emission, wie sie in Laserdioden eingesetzt wird, eine inkohärente Strahlung mit Photonen der Energie $hf \geq W_G$. Die Lichtfarbe, welche emittiert wird, hängt also von der Bandabstandsspannung ab und ist damit Materialabhängig. Außer der Band-Band Rekombination zwischen den Energiebändern kommt in Leuchtdioden auch noch die Rekombination zwischen Störstellen und einem Band sowie zwischen Bändern und hoch angeregten Trägern zum Einsatz.

Um mittels Injektionslumineszenz strahlend rekombinierende Loch-Elektronenpaare erzeugen zu können muss der PN-Übergang aus direkten Halbleitern gefertigt sein. Indirekte Halbleiter, welche kein direkt übereinanderliegendes Valenzbandmaximum und Leitungsbandminimum haben, müssen bei der Rekombination auch den Impuls ändern: dies geschieht mittels Aufnahme bzw. Abgabe von Energie an das Kristallgitter über Gitterschwingungen, sogenannte Phononen. Dabei bleibt keine Energie zur Emission von Lichtquanten. Elementare Halbleiter wie Silizium, Germanium oder Kohlenstoff liegen ausschließlich in indirekter Form vor. Daher benötigt man zum Bau von Leuchtdioden Verbindungshalbleiter. Als Materialien kommen dabei hauptsächlich Materialkombinationen aus der III. und V. Hauptgruppe zum Einsatz.

2.6.1. Injektionsmechanismen in PN-Übergängen

Will man einen stark strahlenden PN-Übergang, so muss darauf geachtet werden, dass sich viele Überschussträger in der Nähe der Sperrschicht befinden. Diese können dann – entsprechendes Halbleitermaterial vorausgesetzt (siehe oben) – strahlend kombinieren.

Die Strahlungsleistung ϕ_e , also jene Gesamtleistung, welche als Photonenstrahl emittiert wird, hängt neben dem Durchlassstrom I_F ab von:

- der Rekombinationsrate
- dem Volumen, in dem die Rekombinationen stattfinden
- dem Quantenwirkungsgrad
- dem optischen Wirkungsgrad
- der Photonenenergie $E_q \approx E_G$

Der interne Quantenwirkungsgrad beschreibt, wie viele Photonen auf wie viele pro Zeiteinheit die Sperrschicht passierenden Elektronen kommen:

$$\eta_q = \frac{R_r}{R_r + R_{nr}} = \frac{\tau_r^{-1}}{\tau_r^{-1} + \tau_{nr}^{-1}} \quad (2.26)$$

Die in Gleichung 2.26 vorkommenden Labels r bzw. nr beschreiben die strahlenden bzw. nicht-strahlenden Übergänge. Daraus ist also ersichtlich, dass für einen möglichst idealen inneren Quantenwirkungsgrad von $\eta_q = 1$ die mittlere Lebensdauer der strahlenden Minoritätsträger wesentlich größer als der der Nichtstrahlenden sein muss.

Der optische Wirkungsgrad ν_{opt} beschreibt, wie viele der erzeugten Photonen den Kristall tatsächlich verlassen.

2. Grundlagen

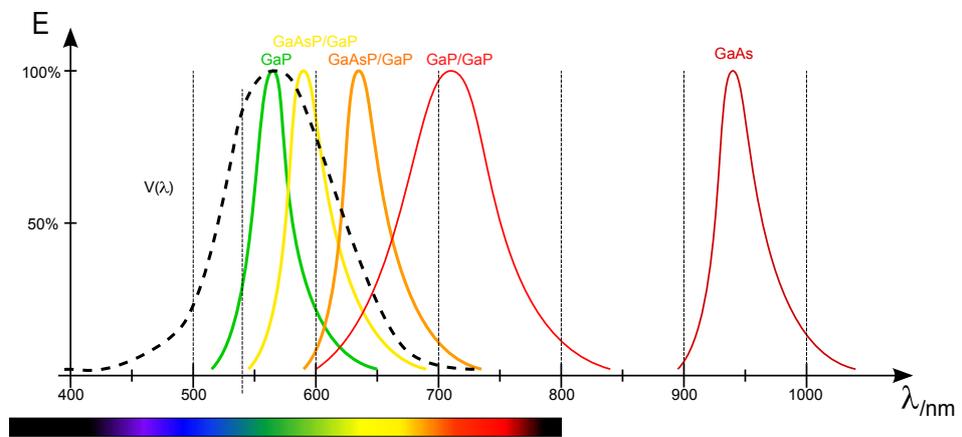


Abb: 2.12.: Spektren verschiedener, gebräuchlicher Halbleitermaterialien für Leuchtdioden

3. Röhrenschtaltungstechnik

Aufgrund der in Röhrenschtaltungen vorkommenden hohen Spannungen eignen sich handelsübliche Digitalpotentiometer in der Regel *nicht* in deren Einsatz. Die in vorliegender Diplomarbeit behandelten, optisch gesteuerten Potentiometer stellen beim Ersatz klassischer, elektromechanischer Potentiometer aufgrund ihrer hohen Spannungsfestigkeit von – Typenabhängig – bis zu 4000V eine gangbare Alternative dar. Da die Röhrentechnik in der Audiotechnik nach wie vor viele Anhänger findet und sogar in ihrer Beliebtheit im Steigen begriffen ist, sollte der Einsatz der Potentiometer exemplarisch anhand eines Musikerverstärkers für Gitarre gezeigt werden.

3.1. Elektronenröhren

Metalle, welche im Vakuum angeordnet sind, können Elektronen auf verschiedene Weise emittieren. Diese sind der äußere Photoeffekt, die Sekundärelektronenemission und die thermische Emission; ersterer fand in Vakuumphotozellen technische Verwendung, die Sekundärelektronenemission beschreibt, wie sich durch Herausschlagen zusätzlicher Elektronen aus den Anodenblech der erwartbare Anodenstrom von Tetroden (Vierpolröhren) verringert und letztere ist Grundlage der Vakuum-Elektronenröhre.

Die Gitterschwingungen, die durch das Erwärmen von Metallen hervorgerufen werden, führen zu einer Erhöhung der mittleren kinetischen Energie der Elektronen.

$$E_{\theta} = kT = eU_T \quad (3.1)$$

3. Röhrenschtaltungstechnik

Manche der Elektronen besitzen eine Energie, die groß genug ist, um die Austrittsarbeit zu leisten. Dadurch bildet sich eine Wolke von Elektronen um dieses Metall, welches in Analogie zu den Eigenschaften von Gasen auch als *Elektronengas* bezeichnet wird. Die negative Ladung der Elektronenwolke behindert weiter Elektronen beim Verlassen des Metalls. So stellt sich – abhängig von der Temperatur – ein bestimmtes Maximum an verfügbaren Ladungsträgern ein.

3.1.1. Diode

Die Idee der Vakuumelektronik ist nun diese freien Elektronen zum Ladungstransport in evakuierten Hohlräumen zu nutzen. Die Wanderung der Elektronen kann durch Erzeugung zusätzlicher elektrischer Felder beeinflusst und moduliert werden. Im einfachsten Falle befindet sich eine weitere Elektrode im Hohlraum. Ist diese positiv geladen, zieht sie Elektronen zu sich – Strom fließt. Die Stärke des Stromflusses ist von der Spannungsdifferenz der beiden Elektroden und von der Temperatur der Kathode abhängig. Diese als *Zweipolröhre* oder *Diode* bezeichnete Röhre kann als Gleichrichterröhre genutzt werden, da der Stromfluss nur in eine Richtung – von der Kathode zur Anode – möglich ist.

Die Elektronen, die aus der Kathode ausgetreten sind, erfahren durch das elektrische Feld zwischen Kathode und Anode eine Beschleunigung. Die Energie, welche sie dabei am Ende der Strecke besitzen, ist die Elektronenenergie in eV multipliziert mit der Potentialdifferenz zwischen Anode und Kathode:

$$E_e = U_a [eV] \quad U_a = V_a - V_k \quad (3.2)$$

Diese Energie lässt sich auch über die kinetische Energie des Elektrons berechnen:

$$E_e = \frac{m_e v_e^2}{2} \quad (3.3)$$

3.1. Elektronenröhren

Dabei ist m_e die Elektronenmasse und v_e die Endgeschwindigkeit der Elektronen, kurz vor dem Auftreffen auf dem Anodenblech. Setzt man Gleichung 3.2 und 3.3 gleich und stellt nach v_e um ergibt sich die Elektronengeschwindigkeit in Abhängigkeit von der Anodenspannung U_a .

$$v_e = \sqrt{2U_a \frac{e}{m_e}} \quad (3.4)$$

Damit lässt sich die mittlere Verweildauer der Elektronen im Raum zwischen Anode und Kathode berechnen. Sie ergibt sich aus dem Elektrodenabstand a und der mittleren Geschwindigkeit der Elektronen $v_e/2$.

$$\tau_V = \frac{a}{v_e/2} = \frac{2a}{\sqrt{2U_a \frac{e}{m_e}}} \quad (3.5)$$

Dies ergibt weiters die Raumladung Q_r , da aus der mittleren Aufenthaltsdauer und dem Anodenstrom I_a die gesamte, im Raum befindliche Ladung bestimmt werden kann.

$$Q_r = -I_a \tau_V \quad (3.6)$$

Weiters stellen die beiden Elektroden einen Kondensator mit der Kapazität C_a dar. Die Ladung der Anode beträgt demnach

$$Q_a = C_a U_a \quad (3.7)$$

Beide Ladungen müssen im Gleichgewicht sein. Ein Ungleichgewicht führte zu Ausgleichsvorgängen zwischen Anode und Kathode: so beeinflusst die Ladung der Anode auch den Kathodenstrom. Dies wird Durchgriff genannt. Mathematisch beschreiben lässt sich die Abhängigkeit des Anodenstromes von der Anodenspannung durch Gleichsetzen der beiden Ladungen Q_r und Q_a und Einsetzen von 3.7 und 3.6:

3. Röhrensaltungstechnik

$$\begin{aligned}Q_r &= Q_a \\I_a \tau_V &= C_a U_a \\I_a &= \frac{C_a U_a}{\tau_V} \\I_a &= \frac{C_a U_a}{\frac{2a}{\sqrt{2U_a \frac{e}{m_e}}}} \\I_a &= \frac{C_a}{2a} \sqrt{\frac{2e}{m_e}} U_a^{3/2}\end{aligned}\tag{3.8}$$

Durch das Einführen der Raumladungskonstante $k_r = \frac{C_a}{2a} \sqrt{\frac{2e}{m_e}}$ vereinfacht sich Gleichung 3.8 zu:

$$I_a = k_r U_a^{3/2}\tag{3.9}$$

Bemerkenswert ist die Form der Abhängigkeit des Anodenstromes von der Anodenspannung. Die besonderen klanglichen Eigenschaften von röhrenbestückten Verstärkern wird oft mit dieser $U_a^{3/2}$ -Abhängigkeit erklärt.

3.1.2. Triode

Will man den Elektronenstrom modulieren kann man dies über eine zusätzliche, zwischen Kathode und Anode angeordnete, gitterförmig ausgeführten Elektrode realisieren: ein dem Elektronenstrom entgegengerichtetes elektrisches Feld bremst und behindert die Ladungsträger auf ihrem Weg zur Anode. Verändert man die Ladung des Steuergitters lässt sich damit der Strom verändern. Dieser Röhrentyp wird aufgrund seiner drei Pole *Triode* genannt. Bild 3.1 zeigt den Aufbau einer solchen Triode.

Ladungen, welche auf der zusätzlichen Elektrode sitzen, haben nun die Eigenschaft, wie auch die Anodenladung auf die Raumladung der Röhre zurückzuwirken. Auch in diesem Fall hängt die Ladung von der Kapazität der Elektrode und von der Elektrodenspannung ab.

3.1. Elektronenröhren

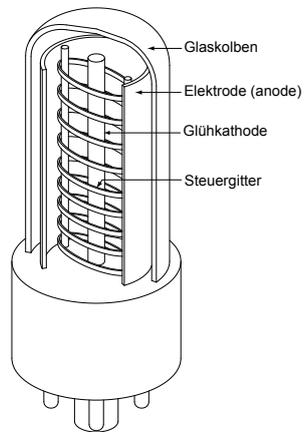


Abb. 3.1.: Aufbau einer Triode

$$Q_g = U_g C_g \quad (3.10)$$

Die resultierende Gesamtladung $Q_{ges} = Q_a + Q_g$ muss wieder der Raumladung entsprechen. Es wird nun eine neue Spannung eingeführt, welche die Steuerwirkungen der Spannungen U_a und U_g beschreibt:

$$\begin{aligned} C_g U_c &= C_g U_g + C_a U_a \\ U_c &= U_g + \frac{C_a}{C_g} U_a \end{aligned} \quad (3.11)$$

Gleichung 3.11 in Gleichung ia eingesetzt, ergibt dann die Formel für die Abhängigkeit des Anodenstromes von den Spannungen U_g und U_a .

$$I_a = k_r (U_g + D U_a) \quad (3.12)$$

Darin ist $D = \frac{C_a}{C_g}$, dies wird auch als Durchgriff bezeichnet und beschreibt, wie stark die Steuerwirkung der Anode auf den Anodenstrom ist. Ideal sind möglichst kleine Werte für den Durchgriff, da diese die Verstärkung

3. Röhrensaltungstechnik

der Röhre verringert. Er wirkt wie eine ungewollte Spannungsgegenkopplung. Verringern lässt sich der Durchgriff durch konstruktive Maßnahmen wie eine große Anodenkapazität (=großer Abstand zwischen Anode und Kathode) oder kleine Gitterkapazitäten (= kleiner Abstand zwischen Kathode und Steuergitter). Eine weitere Möglichkeit der Minimierung des Durchgriffes stellt das Einfügen eines Schirmgitters dar. Die dabei entstehende Vierpolröhre oder Tetrode wird weiter unten beschrieben.

Aus der Großsignalgleichung des Anodenstromes kann man durch Linearisieren um den Arbeitspunkt die für die Triode typischen Kleinsignalgrößen Leerlaufverstärkungsfaktor μ , Innenwiderstand r_i , Durchgriff D , und Steilheit S gewinnen. Der Zusammenhang dieser drei Größen wurde erstmals von *Barkhausen* [2] veröffentlicht und trägt daher auch seinen Namen:

$$\frac{S r_i}{\mu} = 1 \quad (3.13)$$

$$\mu = \frac{1}{D} \quad (3.14)$$

Dabei ist r_i der differentielle Ausgangswiderstand, S die Steilheit und D der Durchgriff der Triode. Der Durchgriff D wird definiert als:

$$D = -\left. \frac{\partial u_a}{\partial u_g} \right|_{i_a = \text{konst}} \quad \text{bzw.} \quad \mu = \left. \frac{\partial u_g}{\partial u_a} \right|_{i_a = \text{konst}} \quad (3.15)$$

$$S = \left. \frac{\partial i_a}{\partial u_g} \right|_{i_a = \text{konst}} \quad (3.16)$$

Die Steilheit S beschreibt also das Maß der Abhängigkeit von Anodenstrom zu Gitterwechselspannung.

$$\mu = \left. \frac{\partial i_a}{\partial u_a} \right|_{u_g = \text{konst}} \quad (3.17)$$

Die Linearisierung setzt voraus, dass der Gitterstrom 0 ist, da nur dann die Großsignalgleichung für den Anodenstrom I_a gilt. Dies ist nur dann

3.1. Elektronenröhren

der Fall, wenn die Ladung des Gitters negativ ist und damit die Spannung zwischen Gitter und Kathode auch negativ ist; für positive Spannungen würde das Gitter wie eine zusätzliche Anode wirken und ein Gitterstrom fließen. Dieser Effekt führt zu einer drastischen Verringerung des an und für sich sehr hohen Gitterwiderstandes und damit des Eingangswiderstandes des entsprechenden Verstärkers und muss daher vermieden werden.

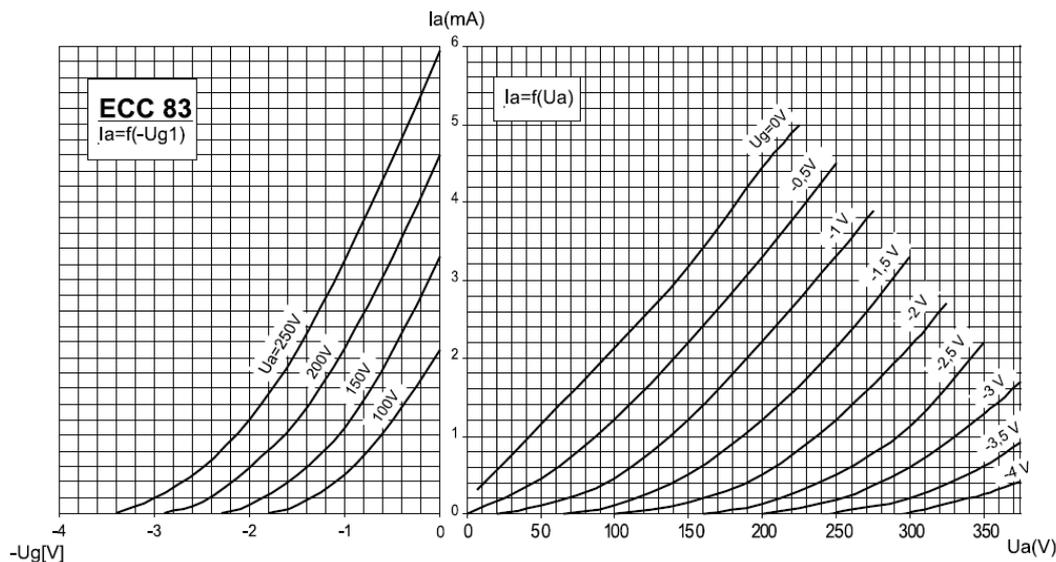


Abb: 3.2.: Auszug aus Datenblatt ECC83S[6]

Im Anhang A findet man das Datenblatt der Röhrentype *ECC83*, die unter anderem vom Hersteller JJ ELECTRONICS produziert wird. Sie ist eine gebräuchliche Kleinsignalröhrentriode, welche häufig in Musikverstärkern eingesetzt wird.

Anhand der Ein- und Ausgangskennlinienfelder kann man einige grundlegende Eigenschaften der Dreipolröhre erklären. Bild 3.2 zeigt ein solches Kennlinienfeld für die *ECC83*. Auffällig ist z.B. die ausgeprägte Abhängigkeit der Eingangskennlinie von der Anodenspannung. Diesem Umstand wird durch die U_g / I_a -Kennlinienschar mit U_a als Argument Rechnung getragen. Diese Abhängigkeit wird durch die Größe des Durchgriffes quantitativ beschrieben. Ist der Durchgriff also klein, so liegen die Kennlinien der Eingangskennlinienschar knapper aneinander.

3. Röhrenschaltungstechnik

Das Ausgangskennlinienfeld zeigt eine Schar von annähernd parallelen, relativ steil verlaufenden U_a - I_a -Kennlinien, welche die Gitterspannung als Argument haben. Man kann sofort die im Vergleich zum Transistor oder aber auch zur Pentode oder Tetrode relative Linearität erkennen. Die Kennlinien laufen relativ Steil nach oben, im Gegensatz zu den idealerweise horizontal verlaufenden Transistorkennlinien. Da der dynamische Innenwiderstand der Triode als Tangente an einer Ausgangskennlinie im Arbeitspunkt definiert ist, kann man aufgrund der charakteristischen Form und Verlauf derselben *vergleichsweise* kleine Ausgangswiderstände erwarten. Laut Datenblattangabe der ECC83 z.B. beträgt der dynamische Innenwiderstand $63,5\text{k}\Omega$ [6].

3.2. Röhregrundschaltungen

Ähnlich wie beim Transistor sind mit *einer* Triode drei Grundschaltungen möglich:

- Kathodenschaltung
- Anodenschaltung
- Gitterschaltung

Dabei wird immer einer der Anschlüsse der Triode auf konstanten Potential gehalten. Dies erklärt auch die Namensgebung der entsprechenden Grundschaltungen: so ist bei der Kathodenschaltung z.B. die Kathode die Bezugs Elektrode, die fest mit einem konstanten Potential verbunden ist. Das Gitter stellt die Eingangselektrode und die Anode die Ausgangselektrode dar. Die Kathoden(basis)schaltung ist generell die für NF-Anwendungen am häufigsten eingesetzte, bringt sie doch Spannungsverstärkung bei hohem Eingangswiderstand zustande. Die Anodenschaltung – auch *Kathodenfolger* genannt – findet Ihren Einsatz überall dort, wo niedrige Ausgangswiderstände gefragt sind. Sie besitzt keine nennenswerte Spannungsverstärkung. Die Gitterschaltung stellt das Pendant zur Basisschaltung des Bipolartransistors dar. Sie besitzt relativ geringe Eingangswiderstände und große Spannungsverstärkung.

3.2.1. Kathodenschaltung

Die Kathodenschaltung basiert auf der Idee, dass das Potential der Kathode konstant ist. Verbindet man die Kathode mit Masse so muss also das Gitter gegenüber Masse (der Kathode) negativ vorgespannt werden, um Wechselspannungen verstärken zu können. Über die Steilheit S der Röhre wird die Eingangswchselspannung u_e in einen Anodenwechselstrom i_a umgesetzt. Die Stromänderung kann dann über einen Anodenwiderstand R_a in eine Ausgangswchselspannung umgewandelt werden. Dieser Widerstand liegt parallel zum Innenwiderstand der Röhre. Daher wird der maximal mögliche Anodenwiderstand auch von diesem begrenzt, da eine weitere Erhöhung des Anodenwiderstandes zu keiner weiteren nennenswerten Erhöhung des Gesamtwiderstandes und damit der Verstärkung mehr beiträgt. Als weiterer limitierender Faktor der Verstärkung kommt nun auch der Durchgriff zum Tragen: Ein höherer Anodenstrom führt zu einem höheren Spannungsabfall am Anodenwiderstand R_a was wiederum zu einer Verringerung der Anodenspannung und damit der „Saugwirkung“ der Anode führt. Graphisch kann man sich diesen Vorgang im Eingangskennlinienfeld als ein „Springen“ zwischen den entsprechenden Eingangskennlinien in Abhängigkeit des Momentanwertes der Anodenspannung veranschaulichen. In Abbildung 3.3 ist exemplarisch die graphische Dimensionierung einer Kathodenschaltung mit einer Röhre ECC83 mit 350V Betriebsspannung und einen Arbeitswiderstand von R_a von 100k Ω zu sehen.

$$i_a = \frac{U_b}{R_a} = \frac{350V}{100k\Omega} = 3,5mA$$

Damit lässt sich die Lastgerade für $R_a = 100k\Omega$ zwischen den Punkten A und B zeichnen. Betrachtet man den ersten Schnittpunkt von Lastgerade und der U_a - I_a -Linie für die Gitterspannung $U_g = 0V$ kann man erkennen, dass sich ein Anodenstrom von $I_a \approx 2,4mA$ einstellen wird. Dieser Punkt – in das Eingangskennlinienfeld übertragen – ergibt den ersten Punkt der Eingangskennlinie am Gitterspannungswert (0V). Dieser Vorgang wird mit dem Kreuzungspunkt der Lastgeraden mit der 0,5V-Linie (Punkt 1) wiederholt: der entsprechende Anodenstrom wird ca. 2,1mA betragen. Auch dieser Punkt wird ins Eingangskennlinienfeld gespiegelt: ein weiterer Punkt

3. Röhrensaltungstechnik

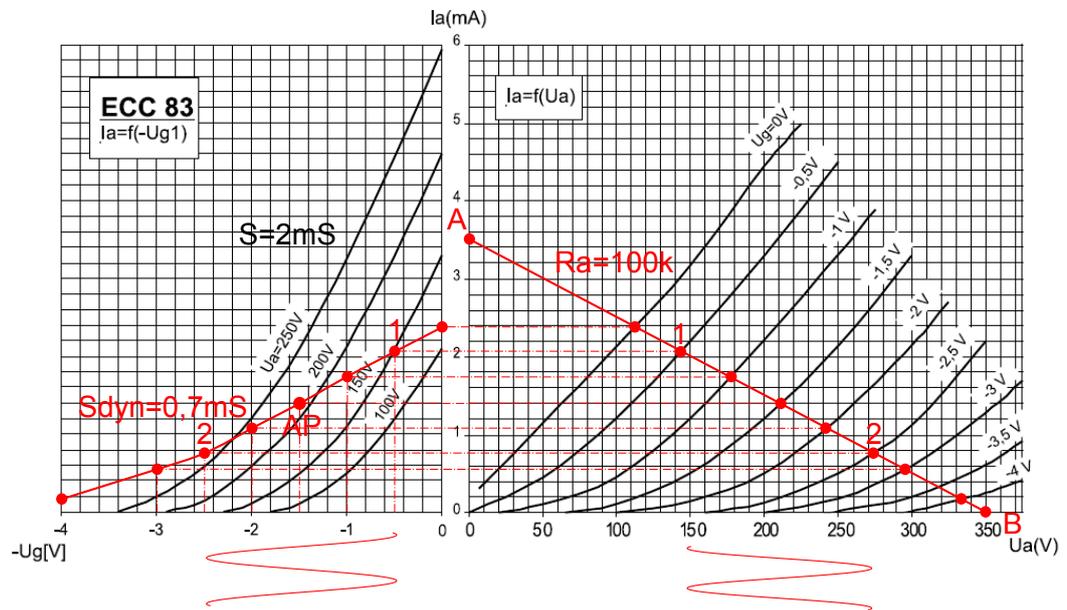


Abb: 3.3.: Graphische Dimensionierung einer Kathodenschaltung

der Eingangskennlinie entsteht. Diesen Vorgang wird mit allen weiteren Schnittpunkten wiederholt, um die gesamte Eingangskennlinie zu erzeugen. Sofort erkennt man, dass die Steigung der resultierenden Eingangskennlinie wesentlich flacher verläuft als die Steigung einer der Kennlinien für konstante Anodenspannungen. Diese reduzierte Steigung wird als dynamische Steilheit (S_{dyn}) bezeichnet. Die Formel zur Berechnung der dynamischen Steilheit kann am Besten aus der Formel der Spannungsverstärkung der Kathodenschaltung hergeleitet werden:

$$A_u = \frac{u_a}{u_e} = S(R_i || R_a) = S \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$$

mit Gleichung 3.13:

$$A_u = \frac{1}{D} \frac{R_a}{R_i + R_a} = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

$$S_{dyn} = S \frac{R_i}{R_i + R_a}$$

$$A_u = S_{dyn} R_a$$

Arbeitspunkteinstellung

Um nun Wechselspannungen verstärken zu können, ist eine negative Gitter-Kathodenspannung notwendig. Daher muss ein Arbeitspunkt mit einer negativen Gittervorspannung eingestellt werden. In Abbildung 3.3 ist ein möglicher Arbeitspunkt für $I_a = 1,4mA$ und $U_g = 1,5V$ eingezeichnet.

Zur Einstellung der Gittervorspannung sind 3 verschiedene Verfahren üblich:

- Gitteranlaufstromverfahren
- automatische Gittervorspannungserzeugung mit Kathodenwiderstand
- Zuführen einer Gittervorspannung mittels extra Spannungsquelle

Gitteranlaufstromverfahren

In Abbildung 3.4 ist eine Beispielschaltung für die Arbeitspunkteinstellung mittels Gitteranlaufstromverfahren dargestellt. Dabei nutzt man die Tatsache, dass nicht alle Elektronen, welche von der Kathode emittiert werden, den Weg zur Anode finden sondern sich trotz der negativen Spannung auf dem Gitter niederlassen und so das Gitter negativ aufladen. Über einen sehr großen Widerstand (in der Größenordnung von einigen $M\Omega$) kann man diese Ladung gegen Masse ableiten. Der Spannungsabfall am Ableitwiderstand erzeugt dabei die negative Gittervorspannung. Diese Art der

3. Röhrenschaltungstechnik

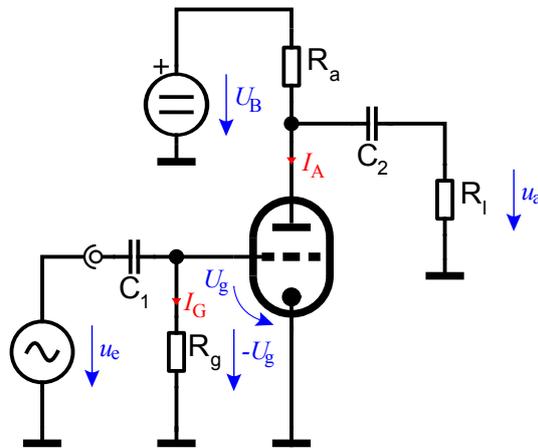


Abb. 3.4.: Arbeitspunkteinstellung mittels Gitteranlaufstromverfahren

Gittervorspannungserzeugung eignet sich besonders für kleine zu verstärkende Spannungen. Ein weiterer Vorteil dieser Schaltung ist der große Eingangswiderstand. Daher wurde dieses Verfahren vor allem in Eingangsstufen in HF- und NF- Schaltungen wie Mikrophonvorverstärkern o.A. eingesetzt.

Automatische Gittervorspannungserzeugung

Die sogenannte *automatische* Gittervorspannungserzeugung mittels Kathodenwiderstand ist die mit großen Abstand häufigste Art, die Röhre auf den richtigen Arbeitspunkt zu bekommen.

Automatisch wird diese Methode deshalb genannt, da sich – in Abhängigkeit von der Emission der Kathode – die notwendige Gittervorspannung in gewissen Grenzen automatisch einstellt. In Abbildung 3.5 sieht man eine Beispielschaltung. Der Anodenstrom, der durch den Kathodenwiderstand R_k fließt, erzeugt einen Spannungsabfall, welcher das Potential der Kathode erhöht. Da das Gitter über einen Gitterableitwiderstand mit Masse verbunden ist und damit Massepotential besitzt, liegt die Kathode auf einen relativ höheren Potential, was einer negativen Gittervorspannung gleichkommt.

3.2. Röhregrundschaltungen

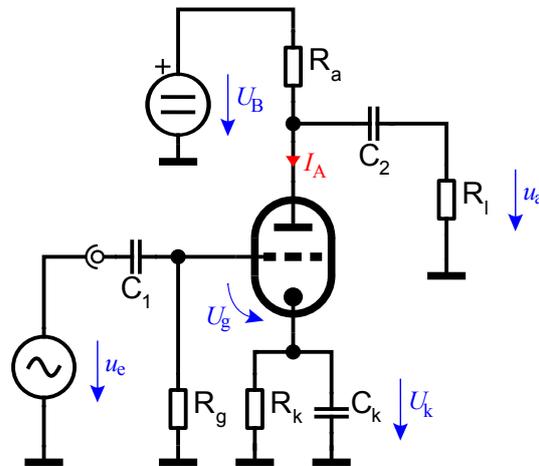


Abb. 3.5.: Kathodenschaltung mit kapazitiv überbrückten Kathodenwiderstand zur Arbeitspunkteinstellung

Diese Art der Arbeitspunkteinstellung stabilisiert sich selbst, da sich für unterschiedliche Röhren mit verschiedenen Emissionen und damit unterschiedlicher Steilheit die Arbeitspunkte automatisch hin zu höheren (also weniger negativen) Gittervorspannungen einstellen. Es handelt sich also um einen Regelkreis, der das alterungsbedingte Sinken des Anodenstromes ausgleichen kann und außerdem weniger empfindlich auf die Exemplarstreuung der Röhren reagiert.

Der Kathodenwiderstand stellt dabei einen Stromgegenkopplungswiderstand dar. Will man große Verstärkungen erreichen, kann man den Kathodenwiderstand kapazitiv überbrücken um dessen Wirkung für Wechselspannungen aufzuheben. Dieser Zustand ist auch in Abbildung 3.5 dargestellt. Die Spannungsverstärkung mit kapazitiver Überbrückung errechnet sich mittels Gleichung 3.2.1.

Schaltbild 3.6 zeigt eine Kathodenschaltung ohne kapazitiver Überbrückung. Der Signalwechselstrom, der dem konstanten Anodenstrom im Arbeitspunkt überlagert ist, erzeugt also einen Spannungsabfall u_k an R_k , welcher mit negativen Vorzeichen zur Eingangsspannung addiert werden muss. Damit verringert sich die wirksame Gitterspannung um genau diesen Betrag, was wiederum zu einer Verringerung der Verstärkung führt. Aller-

3. Röhrensaltungstechnik

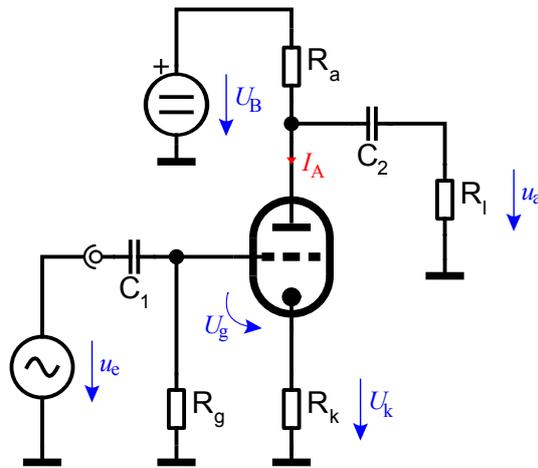


Abb. 3.6.: Kathodenschaltung mit Stromgegenkopplung

dings verringert sich der Klirrfaktor der Stufe, da die Nichtlinearitäten der Stufe teilweise ausgeglichen werden.

$$u_k = i_a R_k = S_{dyn} u_g R_k = S \frac{R_i}{R_i + R_a} u_g R_k$$

$$u_e = u_g + u_k = u_g + S \frac{R_i}{R_i + R_a} u_g R_k$$

$$\mu = S R_i$$

$$u_a = S \frac{R_i}{R_i + R_a} R_a$$

$$A_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{S R_i R_a}{R_i + R_a + S R_i R_a} = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a + \mu R_a} \quad (3.18)$$

Der Eingangswiderstand der Schaltung wird weitgehend vom Wert des Gitterableitwiderstandes R_g bestimmt. Man wählt daher den Widerstand sehr hochohmig, um den Eingangswiderstand nicht unnötigerweise herabzusetzen; Der Ausgangswiderstand errechnet sich aus der Parallelschaltung von r_i und R_a :

3.2. Röhregrundschaltungen

$$r_a = \frac{R_a r_i}{R_a + r_i} \quad (3.19)$$

3.2.2. Anodenschaltung

Die Anodenschaltung wird auch *Kathodenfolger* genannt, da die Kathodenspannung annähernd der Gitterspannung „folgt“. Abbildung 3.7 zeigt eine Beispielschaltung. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt wieder über einen Kathodenwiderstand, der kapazitiv überbrückt ist, um für die Signalwechselfspannungen unwirksam zu sein.

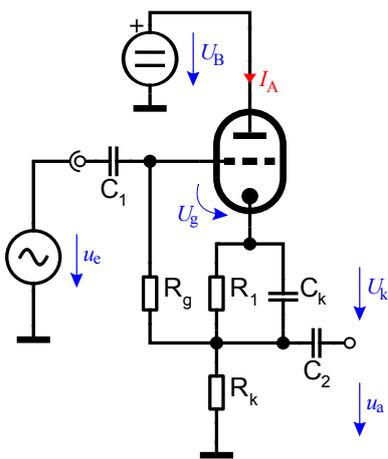


Abb: 3.7.: Anodenschaltung mit kapazitiv überbrückten Kathodenwiderstand zur Arbeitspunkteinstellung

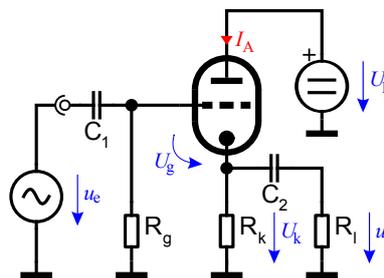


Abb: 3.8.: Diese Anordnung nutzt den Kathodenwiderstand sowohl zur Arbeitspunkteinstellung als auch als Lastwiderstand

Die Stromänderung des Anodenstromes realisiert über den Kathodenwiderstand R_k eine Ausgangsspannung. Daher ergibt sich die Ausgangsspannung von $u_a = i_a R_k = S_{dyn} u_g R_k$ und daraus die Verstärkung

3. Röhrenschaltungstechnik

A_u :

$$u_e = u_g + u_a \quad (3.20)$$

$$A_u = \frac{\mu R_k}{R_i + (\mu + 1)R_k} \approx 1 \quad (3.21)$$

Eine mögliche Vereinfachung dieser Schaltung ergibt sich, wenn der Gleichspannungsabfall am Widerstand R_k genau dem Spitzenwert der gewünschten maximalen Ausgangswechselspannung entspricht: Dann entfällt die Notwendigkeit einer zusätzlichen Arbeitspunkteinstellung über R_1 und man kann den Widerstand und den Kondensator weglassen. Eine Beispielschaltung dazu zeigt Abbildung 3.8.

Der Ausgangswiderstand der Anodenschaltung errechnet sich wie folgt:

$$r_a = \frac{\mu R_k}{R_i + (\mu + 1)R_k} \overset{\sim}{\approx} \frac{R_i R_k}{R_i + \mu R_k} \quad r_a \approx \frac{1}{S} \quad (3.22)$$

[9, S.170 ff. u. S.270 ff.]

4. Chemische und Physikalische Eigenschaften von Cadmium

Das in den meisten lichtabhängigen Widerständen eingesetzte Halbleitermaterial ist Cadmiumselenid, Cadmiumsulfid bzw. eine Kombination aus Beiden. Dies hat seinen Hintergrund darin, dass diese Halbleitermaterialien eine Empfindlichkeitskurve haben, die der des Auges am ähnlichsten ist (vgl. Tabelle 2.2 auf Seite 27 und Diagramm 2.9 auf Seite 27).

Ein Bestandteil dieser Materialien ist Cadmium (Cd), ein chemisches Element mit der Ordnungszahl 48. Es wird zur Gruppe der Übergangsmetalle gezählt, da es eine voll besetzte D-Schale besitzt. Cadmium ist duktil und leicht verformbar. Das silbrig glänzende Element liegt normalerweise in zweiwertigen Verbindungen vor [7].

4.1. Toxikologische Eigenschaften von Cadmium

Cadmium wird als „sehr giftig“ eingestuft. Die für die Optoelektronik interessanten II-VI Verbindungshalbleiter Cadmiumsulfid und Cadmiumselenid immerhin noch als „giftig“. [21]

Cadmium gelangt hauptsächlich über die Nahrung in den menschlichen und tierischen Körper. Einige besonders von Cadmium belastete Lebensmittel sind Pilze, Innereien, Meeresfrüchte, Leinsamen und viele Andere. Aber prinzipiell findet sich Cadmium in nahezu allen landwirtschaftlichen Produkten. Eine wichtige Quelle für Cadmium ist dabei der Ackerboden.

4. Chemische und Physikalische Eigenschaften von Cadmium

Aufgrund der Kontamination von Phosphat-Düngern mit Cadmium reichert sich das Element seit Einführung der Kunstdünger auf landwirtschaftlichen Flächen an und findet so auch den Weg auf unsere Teller. Auch Tabakrauch und Industrieabgase können Quellen für Cadmium sein, welche dann über die Lunge vom Körper aufgenommen werden kann. Die Kontaminierung der Umwelt mit Cadmium hat hauptsächlich menschlichen Ursprung, da Cadmium natürlich ein sehr seltenes Element ist und auf der Erdkruste gediegen kaum vorkommt. Das vorhandene Cadmium stammt fast ausschließlich aus der Zinkverhüttung. Weitere, unvermeidbare Quellen von Cadmium sind die Kupfer und Bleigewinnung. [7]

Wirkung im Menschen

Cadmium wird über den Darm aufgenommen. Ist es einmal im Körper kommt es zu einer Anreicherung von Cadmium in der Niere. Dadurch kann es zu Nierenschädigungen und weiters zu einer Proteinurie kommen.

Weiters schädigt Cadmium die Knochen, da es verhindert, dass Calcium über den Darm aufgenommen werden kann und zudem die Ausscheidung über die Niere begünstigt. Dadurch wird mehr Calcium aus den Knochen freigesetzt und damit abgebaut.

Cadmium gilt außerdem als erbgutschädigend und damit krebserregend. Bei akuter Vergiftung sind Durchfall, Erbrechen und Magenschmerzen möglich.

Aber auch die beiden Cadmium-Chalkogenide Cadmiumsulfid und Cadmiumselenid sind nicht unproblematisch, so gilt z.B. Cadmiumsulfid als krebserregend. Insbesondere das Erhitzen, Löten, Schweißen oder Verbrennen von Cadmiumsulfid und die dabei erfolgende Erzeugung und Freisetzung von Cadmiumoxid stellen ein erhebliches Gesundheits- und Umweltisiko dar.[1]

4.1.1. Gesetzliche Regelungen zum Verbot von Cadmium in der EU

Aus oben genannten Gründen und der problematischen Entsorgung wird und wurde Cadmium aus vielen Anwendungsbereichen durch Verbote verdrängt. Seit 2012 verbietet die EG-Verordnung Nr. 1907/2006 (REACH)¹ den Einsatz von Cadmium in Schmuck, in PVC sowie als Legierungselement in Lötmetallen.

Die größte Bedeutung für die Elektroindustrie im Bezug auf den Einsatz von Cadmium stellt aber die Richtlinie 2002/95/EG (RoHS)[4] dar. RoHS steht für *Restriction of Hazardous Substances*. Die originale Fassung aus dem Jahr 2002 sah das Endgültige Verbot von Cadmium – und von fünf weiteren giftigen chemischen Stoffen – mit Inkrafttreten der Richtlinie am 1. Juli 2006 vor. Die originale Fassung erwies sich aber als wenig praktikabel, da sehr geringe Mengen von Cadmium in Materialien analytisch schwierig oder nicht nachweisbar sind. Aus diesem Grund wurde am 18. August 2005 die Richtlinie dahingehend erweitert, dass der Grenzwert für Cadmium in homogenen Materialien von 0,01% Gewichtsprozent festgelegt wurde.

Für verschiedene spezielle Anwendungsfälle konnten Ausnahmeregelungen erwirkt werden die allerdings längstens bis 2015 gelten. Darunter fällt auch eine Ausnahmeregelung für die Verwendung von Optokopplern mit CdS oder CdSe Fotoelementen in professionellen Audioanwendungen, welche am 8. September 2011 von der Kommission beschlossen und veröffentlicht wurde. Der Anhang der Richtlinie 2002/95/EG wurde dahingehend verändert und die Ausnahmeregelung bis 31.12.2013 befristet. Demnach ist das Inverkehrbringen von Geräten, welche CdS und CdSe-Optokoppler nutzen nach diesem Stichtag in Europa nicht mehr zulässig.

¹steht für Registration, Evaluation, Authorisation and Restriction of Chemicals

4. Chemische und Physikalische Eigenschaften von Cadmium

4.2. Alternative Materialien zu Cadmium für analoge Optokoppler

Einer der Hauptanwendungsgebiete für analoge Optokoppler bisher waren Schaltanwendungen für Musikerverstärker, welche in Röhrentechnik ausgeführt waren. Diese Technik hat sich aufgrund ihrer großen Zeitkonstanten und den kontinuierlichen Übergang zwischen leitenden und sperrenden Zustand so lange behaupten können. Außerdem können relativ große Spannungen geschaltet werden. Diese Eigenschaften ermöglichen es den Optokopplern, Audiosignale geräuschlos zu schalten – und dies auch an Stellen, wo Gleichspannungen (z.B. Überbrückungskondensatoren von Kathodenwiderständen in Kathodenstufen) geschaltet werden müssen. Daher setzten sich insbesondere Hersteller von röhrenbestückten Gitarrenverstärker wie z.B. die britische Firma MARSHALL AMPLIFICATION für eine Ausnahmeregelung ein.

Da diese Ende 2013 auslaufen wird, stellt sich natürlich die Frage nach ungefährlichen Ersatzstoffen. Keine der beiden großen Hersteller von analogen Optokopplern (PERKIN ELMER und SILONEX) haben aktuell (Herbst 2012) Bauteile mit anderen Halbleitermaterialien als Cadmium in ihrem Lieferprogramm.

Als mögliche Alternativen für Schaltanwendungen sind normale Optokoppler mit FET-Ausgängen o.Ä. möglich. Aufgrund der wesentlich schnelleren Schaltzeiten ist allerdings ein hörbarer Schaltvorgang zu erwarten, der eventuell durch eine geeignete externe Beschaltung verringert oder vermieden werden kann. Für lineare Anwendungen, also beim Verwenden als veränderbarer Widerstand in optischen Kompressoren oder in den in dieser Arbeit vorgestellten optischen Potentiometern scheitert der direkte Ersatz von lichtabhängigen Widerständen durch (MOS)FETs, da der ohmsche Bereich dieser Bauteile sehr klein ist und die in Röhrengeräten vorkommenden, hohen Signalwechselspannungen die Grenzen des linearen Bereiches bei weitem Überschreiten würden.

5. Modellierung eines analogen Optokopplers

Im folgenden Kapitel wird ein statisches Spice-Modell vorgestellt, welches im Rahmen des Hardwareentwurfsprozesses entwickelt wurde. Es basiert auf der aus der Theorie hergeleiteten Ersatzschaltung des realen, lichtabhängigen Widerstandes. Weiters wird eine Messmethode vorgestellt, wie die Parameter des Modells aus wenigen, einfach durchzuführenden Messungen ermittelt werden können. Im folgenden werden – soweit möglich – strahlungsphysikalische Größen anstatt der entsprechenden lichttechnischen Größen benutzt, da für die vorliegende Anwendung die Sichtbarkeit des menschlichen Auges ohne Bedeutung ist. Alle strahlungsphysikalischen Größen werden mit dem Index e beschrieben – Die lichttechnischen erhalten hingegen den Index v für *visible*.

5.1. Reale Fotowiderstände

Der Leitwert des idealen Photowiderstandes berechnet sich mithilfe des externen Quantenwirkungsgrades. Er ist laut Formel 2.22 von der Anzahl der Elektronen-Lochpaare und diese wiederum von der Strahlungsleistung Φ_e des eintreffenden Photonenstrahles abhängig. Der Zusammenhang zwischen der Elektronen-Löcheranzahl und der Strahlungsleistung wird von Formel 2.18 beschrieben. Der ideale Fotowiderstand hat demnach die Form einer Hyperbel:

5. Modellierung eines analogen Optokopplers

$$\Delta R(\Phi_e, f) = \frac{l^2 h f}{\underbrace{q \eta_{ex} \bar{\mu} \bar{\tau}}_{C_{LDR}}} \frac{1}{\Phi_e} \quad (5.1)$$

mit der Fotowiderstandskonstante $C_{LDR}(f)$. Die Fotowiderstandskonstante ist von der Wellenlänge abhängig; im Falle des Betriebes des Fotowiderstandes als Strahlungsempfänger für Leuchtdioden wird der Widerstand mit monochromatischem Licht beleuchtet. Daher vereinfacht sich $C_{LDR}(f)$ zu C_{LDR} .

Der reale Fotowiderstand zeigt allerdings ein Verhalten, welches von der Beschreibung durch Formel 5.1 abweicht: im Falle absoluter Dunkelheit zeigt sich an seinen Klemmen ein endlicher Widerstand (*Bulk*-Widerstand). Dies ist auf die Grundleitfähigkeit des Halbleitermaterials zurückzuführen (siehe Formel 2.19). Berücksichtigt man diese Grundleitfähigkeit mit, so errechnet sich der Gesamtleitwert:

$$G_g = G_0 + \Delta G$$

mit dem Dunkelleitwert G_0 . Das bedeutet, dass der reale Fotowiderstand eine Parallelschaltung eines großen Dunkelwiderstands mit einem ideallichtabhängigen Widerstand darstellt.

$$R_g = \frac{R_0 C_{LDR}(f)}{C_{LDR}(f) + \Phi_e R_0}$$

Der Dunkelwiderstand zeigt ein nichtlineares Verhalten, ist also von der Klemmenspannung abhängig: Es sinkt sein Widerstandswert, wenn die Klemmenspannung erhöht wird. Dies führt zu in Audioanwendungen unerwünschten Verzerrungen. Ist das Audiosignal gleichspannungsfrei, so wird die Nichtlinearität des Bulk-Widerstandes aufgrund ihrer Symmetrie hauptsächlich ungeradzahlig-harmonische Verzerrungen erzeugen. Ihre Größe ist abhängig von:

- Der Größe des Bulk-Widerstandes R_0
- Der Größe der angelegten Spannung

5.1. Reale Fotowiderstände

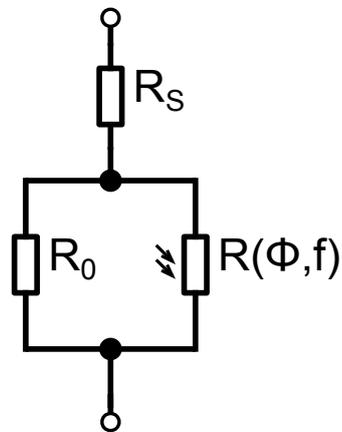


Abb: 5.1.: Ersatzschaltbild eines realen Fotowiderstandes

- Das Verhältnis von ΔR und R_0 im Arbeitspunkt
- Von der Durchbruchspannung der Zelle

Der Widerstandswert bei großen Beleuchtungsstärken strebt nicht gegen 0, da sich zusätzlich noch ein Serienwiderstand in der Ersatzschaltung des lichtabhängigen Widerstandes befindet. Er stellt den Zuleitungs- und Kontaktierungswiderstand dar. Damit ergibt sich eine Gesamtschaltung nach Abbildung 5.1 und der Widerstand errechnet sich mit:

$$R_{ges} = \frac{R_0 C_{LDR}(f)}{C_{LDR}(f) + \Phi_e R_0} + R_S \quad (5.2)$$

5.1.1. Materialien

Die beiden wichtigsten Materialien, aus denen Fotowiderstände gefertigt werden, sind *Cadmiumsulfid* (CdS) und *Cadmiumselenid* (CdSe), obwohl auch andere Materialien möglich sind. [3]

Die beiden Halbleitermaterialien haben unterschiedliche Bandabstandspannungen und damit unterschiedliche Absorptionskanten, wie in Tabelle 2.2

5. Modellierung eines analogen Optokopplers

und in Diagramm 2.9 ersichtlich. So liegt das Empfindlichkeitsmaximum von CdS bei ca. 600 nm und das von CdSe bei ca. 800 nm.

Beide Materialien haben unterschiedliche Eigenschaften in Bezug auf Geschwindigkeit, Linearität und Empfindlichkeit. CdS ist relativ linear und hat große Dunkelwiderstände, die im $G\Omega$ -Bereich liegen können. Sie haben aus diesem Grund eine große Dynamik. CdSe wiederum ist schneller und empfindlicher. Allerdings sind Bauteile, die mit CdSe aufgebaut sind, nichtlinearer. Man kann die Eigenschaften des gewünschten Materials in Bezug auf Linearität, Dynamik und Geschwindigkeit durch entsprechende Materialkombinationen aus CdS und CdSe variieren und so ein für die jeweilige Anwendung optimales Verhalten erreichen. Da in der vorliegenden Anwendung das zeitliche Verhalten nur eine untergeordnete Rolle spielt dafür aber ein großer Wert auf die Linearität gelegt wird, empfiehlt sich die Wahl eines reinen CdS-Elementes mit möglichst großem Dunkelwiderstand. Bei der genauen Auswahl des Fotowiderstandes gilt es aber noch weitere Qualitätsmerkmale zu berücksichtigen.

5.1.2. Memoryeffekt

Das Zeitverhalten des Fotowiderstand zeichnet sich durch unterschiedliche An- bzw. Abstiegszeiten sowie durch den *Memoryeffekt* aus. Letzterer führt zu unterschiedlichen Widerstandswerten bei gleichen Beleuchtungsstärken in Abhängigkeit der Beleuchtungsgeschichte, das heißt, der sich einstellende Widerstandswert ist größer, wenn der Fotowiderstand vorher voll beleuchtet war. Umgekehrt stellt sich ein geringerer Widerstandswert ein, wenn er vorher in Dunkelheit aufbewahrt wurde.

Eine weitere Konsequenz des Memoryeffektes ist es, dass das Bauteil wesentlich langsamer auf einen stabilen Widerstandswert kommt, wenn der LDR vor seiner Benutzung in Dunkelheit aufbewahrt wurde. Im Sinne einer schnellen und exakten Widerstandswertevorgabe sollte der LDR daher vor seiner Benutzung beleuchtet worden sein. Grundsätzlich lässt sich auch noch eine höhere Genauigkeit und ein rascheres Erreichen des gewünschten Widerstandswertes für große Beleuchtungsstärken feststellen. Aus diesem Grund sollte der Dunkelwiderstand und damit die Dynamik

5.1. Reale Fotowiderstände

des LDR möglichst groß sein. Als Nebeneffekt wird durch den höheren Dunkelwiderstand auch eine größere Linearität des Widerstandswertes in Abhängigkeit der Größe seines Eingangswiderstandes erreicht. Denn obwohl sich LDRs elektrisch annähernd wie rein ohmsche Widerstände verhalten, so zeigen auch sie eine Abhängigkeit des Widerstandswertes vom Spannungsabfall. Dies führt in Audioschaltungen zu einem erhöhten Klirrfaktor.

Des Weiteren ist der Memoryeffekt nicht konstant und damit von der Beleuchtungsstärke abhängig. Um dem komplexen Verhalten von LDRs habhaft zu werden, müssen daher für die messtechnische Erfassung einige Prämissen definiert werden. Als Quasi-Industriestandard haben sich dabei folgende Definitionen durchgesetzt:

- ein Fotowiderstand gilt als *unbeleuchtet*, wenn er mindestens 24 h in Dunkelheit aufbewahrt wurde
- er gilt als *beleuchtet*, wenn er 24 h mit 322,920 lux (=30 foot-candle) beleuchtet wurde.

Als Lichtquelle dient hierbei eine Glühlampe mit einer Fadentemperatur von 2850 K. Mit diesen Grunddefinitionen lassen sich nun zwei verschiedene, von den unmittelbar vorhergehenden Beleuchtungswerten abhängige Widerstandswerte definieren: R_{DH} für dunkle Ausgangsbedingung und R_{LH} für helle Ausgangsbedingung. Sie stellen jeweils die lokalen Maxima bzw. Minima des zeitlichen Widerstandsverlaufes dar. Damit kann man als Maßzahl für den Memoryeffekt das Verhältnis dieser beiden Widerstände definieren:

$$M_{LDR} = \frac{R_{LH}}{R_{DH}} \quad (5.3)$$

In Tabelle 5.1 sind Werte für einen typischen Fotowiderstand für unterschiedliche Beleuchtungsstärken angegeben. Daraus kann man die Abhängigkeit des Memoryeffektes von der Beleuchtungsstärke erkennen.

[19, S. 7, 23, 28, 29]

5. Modellierung eines analogen Optokopplers

Tabelle 5.1.: Verschiedene Werte für M_{LDR} für verschiedene Beleuchtungsstärken eines typischen LDRs [19, S. 7]

| | | | | | |
|------------|------|------|------|------|------|
| $E_v[lux]$ | 0.1 | 0.1 | 10 | 100 | 1000 |
| M_{LDR} | 1.55 | 1.35 | 1.20 | 1.10 | 1.10 |

5.1.3. Zeitverhalten

Der Fotowiderstand zeigt ein materialabhängiges Zeitverhalten. Während sich der Widerstandswert des lineareren CdS nur vergleichsweise langsam dem gewünschten Wert nähert, sind Fotowiderstände aus CdSe ca. um den Faktor 5-10 schneller. Allerdings besitzen letztere eine größere nichtlineare Abhängigkeit des Fotostroms vom Stromfluss durch den Widerstand, was gleichbedeutend mit einem größeren Klirrfaktor ist. Für Anwendungen, wo die Schaltgeschwindigkeit eine untergeordnete Rolle spielt, sollte daher einem Material mit hohem CdS-Anteil der Vorzug gegeben werden.

Eine Eigenheit bei allen Fotoleitern ist die unsymmetrische An- und Abfallzeit des Widerstandes: beim Einschalten der Lichtquelle erreicht der Widerstand seinen Endwert ca. 10 mal schneller als im umgekehrten Fall. Dies ist auf die von Null verschiedene mittlere Trägerlebensdauer der Elektronen zurückzuführen, das heißt, bevor die Elektronen mit einem Loch rekombinieren, stehen sie noch für den Stromfluss zur Verfügung. Diese Eigenschaft wird technisch in Kompressoren ausgenutzt; hier will man normalerweise eine schnelle Attack-Zeit und eine langsame Release-Zeit. Hier kann man mit dem Einsatz von analogen Optokopplern genau diesen Effekt erreichen.

5.1.4. Temperaturverhalten

Fotowiderstände zeigen ein ausgeprägtes Temperaturverhalten: der Temperaturkoeffizient des Widerstandes beträgt ca. 1% und ist zudem stark von der Beleuchtungsstärke abhängig. So ändert sich bei manchen Materialkombinationen sogar das Vorzeichen des Temperaturkoeffizienten. Eine graphische Illustration dieses Verhaltens wird in Abbildung 5.2 anhand eines Datenblattausschnittes eines LDRs der Firma PERKINELMER gezeigt.

5.1. Reale Fotowiderstände

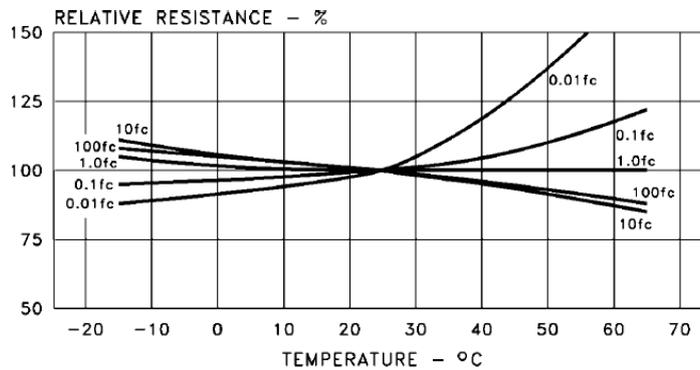


Abb: 5.2.: Datenblattausschnitt des Temperaturverhaltens eines Fotowiderstandes [19, S. 10]. Das Zeichen fc bedeutet *foot candela* und entspricht etwa 10 lux

Außer den oben genannten Temperaturabhängigkeiten zeigen sich auch noch von der Temperatur abhängige An- und Abfallzeiten. Die Bauteile werden mit abnehmender Temperatur langsamer [19, S. 7].

5.1.5. Alterung

Ein Fotowiderstand zeigt eine ausgeprägte Alterung, die sich mit der Temperatur und der angelegten Spannung beschleunigt. Im Dauerbetrieb muss man mit einer Erhöhung des Widerstandswertes um ca. 10 % pro Jahr rechnen. [19, S. 37].

5.1.6. Fazit

In Summe zeigen LDRs also sehr viele unerwünschte Effekte und Abhängigkeiten von den Umgebungsbedingungen. Alle Schaltungsentwürfe, die auf der Basis beruhen, dass durch eine genaue Kenntnis des Verhaltens eines LDRs ein genauer Widerstandswert durch eine *Steuerung* vorgegeben werden können, müssen scheitern. So sind nur Toleranzen im 100 %-Bereich und darüber möglich. Daher ist einer *Regelung* mittels Regelkreis der Vorzug zu geben. In diesem Fall benötigt man Referenzelemente, deren

5. Modellierung eines analogen Optokopplers

Verhalten möglichst gut mit den zu regelnden LDRs übereinstimmt. Die Industrie bietet hierzu doppelte LDRs an, dessen Widerstandsabweichung auf bis zu 10 % garantiert wird. Diese doppelten Widerstände besitzen allerdings in der Regel eine gemeinsame Elektrode, wodurch Steuer- und Signalstromkreis nicht galvanisch entkoppelt werden können und Störeinstreuungen die Folge wären. Weiters begrenzen die hohen Kosten der doppelten Elemente deren praktischen Einsatz.

Aus diesem Grund müssen die LDRs beziehungsweise die gesamten Optokoppler manuell paarweise selektiert werden. Ein möglicher Selektionsmechanismus wird in Kapitel 6.3.1 auf Seite 98 vorgestellt.

5.2. Auswahl einer geeigneten LDR/LED-Kombination

Als analoge Optokoppler versteht man die Kombination von lichtabhängigen Widerstand und einer Lichtquelle in einem lichtdichten Gehäuse. Leuchtdioden als Lichtquellen haben dabei Glühlampen aufgrund ihrer längeren Lebensdauer und geringeren Trägheit weitgehend abgelöst. Außerdem weisen LDR eine geringere Erwärmung und damit eine geringere Beeinflussung des sich einstellenden Widerstandes durch die thermische Verkopplung der Lichtquelle mit dem Fotowiderstand auf.

Die Leuchtfarbe der Leuchtdiode sollte hierbei möglichst mit der spektralen Empfindlichkeit des Photowiderstandes übereinstimmen, um möglichst viel der von der Leuchtdiode erzeugten Strahlleistung in eine Widerstandsänderung des Photowiderstandes umzusetzen. Als Widerstandsmaterial kommen wieder Cadmiumsulfid (CdS), Cadmiumselenid (CdSe) oder Kombinationen aus beiden zum Einsatz.

Bei der Auswahl einer geeigneten Kombination von Leuchtdioden und lichtabhängigen Widerständen gilt es die Bauteile so auszuwählen, dass mit einem möglichst geringen Energiebedarf auf Seite der Leuchtdiode eine möglichst große Dynamik der Widerstandsänderung des lichtabhängigen Widerstandes möglich ist. Daher gilt es zu berücksichtigen, dass die

5.2. Auswahl einer geeigneten LDR/LED-Kombination

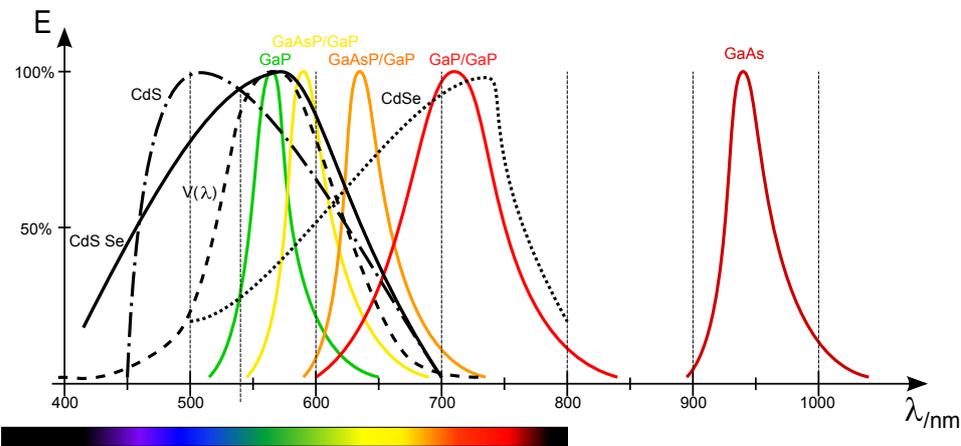


Abb: 5.3.: Spektrale Empfindlichkeiten von CdS und CdSe sowie wichtiger LED-Typen

Empfindlichkeitskurven der Widerstände und der Leuchtdioden als auch der Strahlungsfluss gut zusammenpassen.

In Abbildung 5.3 sind die Empfindlichkeitskurven von Cadmiumsulfid, Cadmiumselenid sowie den Kombinationsmaterial CdSeS nebst der relativen spektralen Verteilungskurven einiger wichtiger Halbleitermaterialien von Leuchtdioden aufgezeichnet. Abbildung 5.4 zeigt exemplarisch die Kombination einer möglichen Kombination eines Cadmiumsulfidphotowiderstandes und einer roten GaP/GaP-Leuchtdiode. Der Überlappungsbe- reich beider Kurven stellt dabei den von der Leuchtdiode auf den licht- abhängigen Widerstand gekoppelten Strahlungsfluss Φ_e dar. Er ist also ab- hängig vom gewählten Material des Widerstandes als auch von der Leucht- farbe der Leuchtdiode.

Tabelle 5.2 listet prozentuale Matchingfaktoren einiger ausgewählter LDR- LED-Kombinationen auf; 100% bedeutet eine perfekte Überlappung beider Kurven, 0% Matchingfaktor läge vor, wenn sich die beiden Kurven nicht überlappen würden. Bei der Bestimmung der Matchingfaktoren wurden die relativen Empfindlichkeitskurven der jeweiligen Bauteile benutzt, das heißt, die maximale Empfindlichkeit bzw. der maximale Lichtfluss der je- weiligen Wellenlänge auf 100% skaliert. In der Realität treten große Tole- ranzen insbesondere der erzeugten Strahlungsflüsse der Leuchtdioden auf:

5. Modellierung eines analogen Optokopplers

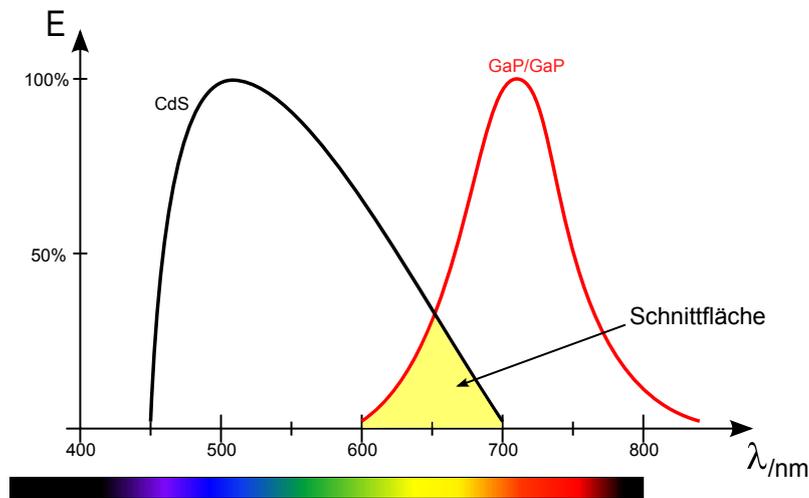


Abb. 5.4.: Überlagerung der Empfindlichkeitskurven von LED und LDR

unselektierte Leuchtdioden der gleichen Baureihe weisen Toleranzen der erzeugten Strahlungsleistungen von bis zu 1:5 auf.

Zur Auswahl einer geeigneten LED-LDR-Kombination sind allerdings noch die Wirkungsgrade bzw. die Strahlleistung der LED zu berücksichtigen. Hierbei setzt man am zweckmäßigsten radiometrische Größen ein, da die Sichtbarkeit des Lichtes keine Rolle spielt. Besonders hohe Strahlleistungen erzielen mit $296,2 \mu W$ ($I_f=10 \text{ mA}$) rote GaP-Leuchtdioden. Weiters kommen noch LEDs aus AlGaAs in Frage, die bei einer Flussspannung von $I_f=10 \text{ mA}$ eine Strahlungsleistung von $445,1 \mu W$ erzeugen können. Höhere Quantenausbeuten haben nur noch Infrarotleuchtdioden, die mit dem Empfangsspektrum der LDRs nicht zusammenpassen. Berücksichtigt man nun Strahlungsleistungen und Matchingfaktoren so stellen sich diese beiden Halbleitermaterialien als optimale Strahlungsquellen für CdS/CdSe Photowiderstände dar. [19, S. 25]

Das Licht, das von der LED ausgesendet wird, erreicht die Detektorfläche des LDRs nur zum Teil. Aufgrund der Verwendung eines Kunststofffüllmaterials wie Epoxidharz oder Silikon, welches neben der mechanischen Stabilisierung des Zwischenraumes LED-LDR auch noch als optisches Koppelmedium dient, kann man einen Absorptionskoeffizienten (2.8) α_{LF} bzw. den

5.2. Auswahl einer geeigneten LDR/LED-Kombination

Tabelle 5.2.: Eigenschaften von verschiedenen LED-Materialien in Kombination mit LDRs[19, S. 24]

| Halbleiter | Wellenlänge | Matchingfaktor | |
|------------|-------------|----------------|--------|
| | | Type 0 | Type 3 |
| GaP | 569 | 39% | 40% |
| GaAsP/GaP | 580 | 60% | 52% |
| GaAsP/GaP | 635 | 49% | 38% |
| GaAsP/GaAs | 655 | 31% | 27% |
| AlGaAs | 660 | 31% | 27% |
| GaP/GaP | 697 | 47% | 31% |
| GaAlAs | 880 | — | — |
| GaAs | 940 | — | — |

Transmissionsgrad $T_{LF} = e^{-\alpha_{LS}l}$ definieren. Der Transmissionsgrad gibt das Verhältnis des weitergeleiteten Strahlungsflusses zu dem eingebrachten Strahlungsfluss an und ist von der Länge l der Lichtführung abhängig. Außerdem kann ein Teil des Lichtes an Kanten austreten bzw. aufgrund der endlichen Oberfläche des Empfängers nicht detektiert werden. Dieser Streufluss wird im folgenden Φ_S genannt. Auch hier lässt sich wieder ein Transmissionskoeffizient T_S definieren, der das Verhältnis der tatsächlich auf den Detektor einstrahlende Strahlleistung zur in die Lichtführung eingebrachte definiert. Die Verlustmechanismen sind in Abbildung 5.5 zusammengefasst.

Damit ergibt sich eine gesamte Quantenausbeute:

$$\eta_{ges} = \eta_{ex,LED} \cdot T_{LF} \cdot T_S \quad (5.4)$$

Die formale Beschreibung des gesamten Optokopplers erfolgt nun durch die Kombination der Formeln 5.4 und 5.2:

$$R_{ges} = \frac{R_0 C_{LDR}(f)}{C_{LDR}(f) + \eta_{ges} \cdot I_f \cdot R_0} + R_S \quad (5.5)$$

5. Modellierung eines analogen Optokopplers

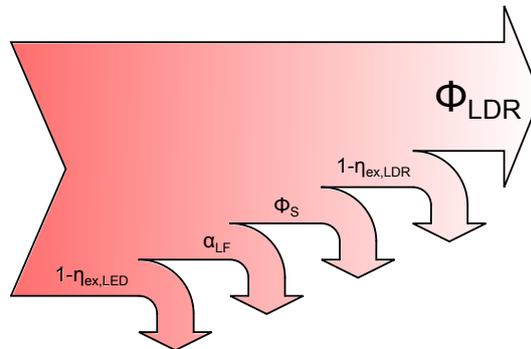


Abb: 5.5.: Verluste von Strahlungsfluss zwischen Leuchtdiode und lichtabhängigen Widerstand durch Absorption, Streuung und durch die Quantausbeuten von LED und LDR

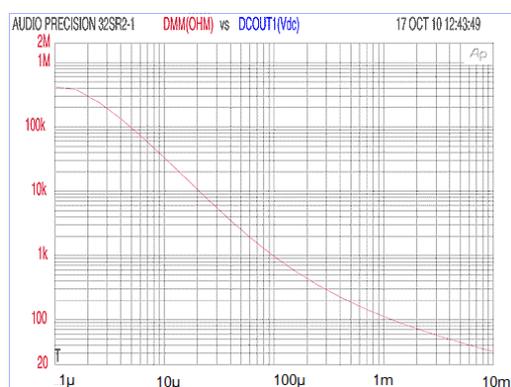
5.3. Kennlinien analoger Optokoppler

Abbildungen 5.3 zeigen die Kennlinien zweier käuflich erwerbbarer analoger Optokoppler des Herstellers SILONEX. Die Dunkelwiderstände laut Herstellerangaben betragen $R_{off} = 1\text{ M}\Omega$ für den NSL32-SR2 beziehungsweise $R_{off} = 25\text{ M}\Omega$ für den NSL32-SR3 [16] [17]. Die Hellwiderstände betragen $40\ \Omega$ für den NSL32-SR2 und $60\ \Omega$ für den NSL32-SR3.

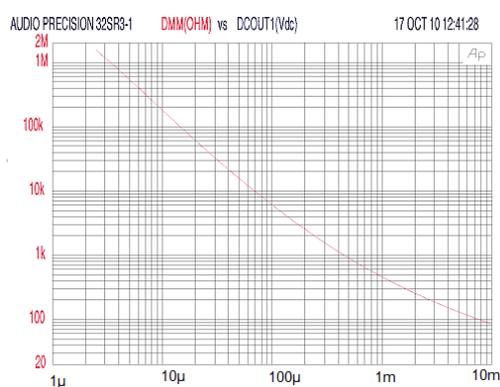
Bei näherer Betrachtung der Kennlinien erkennt man – wie zu erwarten – ein weitgehend doppelt logarithmisches Verhalten im mittleren Kennlinienbereich. Der endliche Dunkelwiderstand R_0 äußert sich in der Kennlinie durch die Verflachung im Bereich kleiner Leuchtdiodenströme. Dieser Kennlinienknick ist beim NSL-32 SR3 weniger ausgeprägt, da der Dunkelwiderstand mit $25\text{ M}\Omega$ wesentlich größer ist.

Weiters erkennt man in den Bereichen hoher Leuchtdiodenströme ein weiteres Verflachen der Kennlinie. In diesem Bereich kommt einerseits der kleine Serienwiderstand R_s zum Tragen als auch die Sättigungseffekte der Leuchtdiode, da sich deren Strom-Lichtstromkennlinie in diesem Bereich auch verflacht.

5.4. Spice-Modell



(a) NSL₃₂-SR₂



(b) NSL₃₂-SR₃

Abb: 5.6.: Strom-Widerstandskennlinie der Optokoppler der Typen NSL₃₂-SR₂ und NSL₃₂-SR₃ des Herstellers SILONEX[16][17].

5.4. Spice-Modell

Zur Erstellung eines *SPICE*-Modelles muss man beide Seiten des Optokopplers modellieren: die Leuchtdiode und den lichtabhängigen Widerstand.

5.4.1. Modell der Leuchtdiode

Als Leuchtdiodenmodell kann das generische *SPICE* 3F5 Diodenmodell verwendet werden. Der Diodenstrom einer Diode im Durchlassbereich errechnet sich mittels der Shockley-Gleichung:

5. Modellierung eines analogen Optokopplers

$$I_f = I_S \left(e^{\frac{U_f}{nU_T}} - 1 \right)$$

mit

I_S – Sättigungssperrstrom

U_f – Flussspannung

n – Emissionskoeffizient

U_T – Temperaturspannung $U_T = \frac{kT}{e}$

(5.6)

Ein weiterer Parameter des generischen Diodenmodelles ist der Serienwiderstand R_S sowie die Anschlusskapazität C_p .

Die Werte können entweder aus dem Datenblatt des Herstellers oder aus der Messung der U/I-Kennlinie der zu modellierenden Diode bestimmt werden. Sie werden in der *Subcircuit* des Optokoppler-Spicemodelles mit dem `.MODEL`-Statement eingebunden.

5.4.2. Modell des lichtabhängigen Widerstandes

Das Modell des lichtabhängigen Widerstandes wird auf Basis der in Abbildung 5.1 auf Seite 55 abgebildeten Ersatzschaltung modelliert. Der Widerstand ΔR wird im *SPICE*-Modell durch eine gesteuerte Stromquelle realisiert, der seine Quellenspannung als Argument hat und damit elektrisch als Widerstand funktioniert. Die Transkonduktanz ist hierbei der Wert $1/C_{LDR}$. In der Praxis zeigt sich, dass die Kennlinie des LDR bei doppelt logarithmischer Darstellung im mittleren Strombereich von ca. ($10 \mu A$ – $100 \mu A$) durch eine Gerade dargestellt werden kann, deren Steigung von -1 verschieden ist. Dies deutet auf einen von 1 verschiedenen Stromexponenten in Formel 5.5 hin. Der Strom der Leuchtdiode wird mit einer stromgesteuerten Spannungsquelle abgenommen und mit dem Faktor 1 in eine Spannung übersetzt. Daraufhin kann der Stromexponent γ potenziert werden und die Spannung an einem Lastwiderstand gemessen werden. Diese Spannung ist dann der korrigierte Strom für die gesteuerte Stromquelle.

5.4. Spice-Modell

Das Modell des LDR besitzt insgesamt vier Parameter: K , γ , R_0 und R_S . R_0 ist der Dunkelwiderstand und R_S ist der Hellwiderstand. Messtechnisch sollte der Hellwiderstand beim maximal zulässigen Leuchtdiodenstrom gemessen werden. Die Werte K und γ erhält man durch das Einsetzen und Lösen der Definitionsgleichungen für zwei Widerstands-Stromwertepaare $R_1(I_1)$ und $R_2(I_2)$, welche im Bereich der maximalen Steigung der Kennlinie liegen sollten:

$$\Delta R = \frac{K}{I_f^\gamma}$$

$$\log(\Delta R) + \log(\gamma) = \log(K)$$

Die Lösung der Gleichungen für γ lautet:

$$\gamma = \frac{\log[R_2(I_2)] - \log[R_1(I_1)]}{\log(I_1) - \log(I_2)}. \quad (5.7)$$

Der Faktor K errechnet sich mit:

$$K = R_1 I_1^\gamma \quad (5.8)$$

```
.SUBCKT VACTROL A K RA1 RA2 RB1 RB2 params: gamma=1.6 KA=6807 KB=6807 ROA=5meg
ROB=5meg RSA=20 RSB=20 C=1p
*
D_D1      A 5 LED
.MODEL LED D(IS=980.13E-24 N=1.6749 RS=1.6217 IKF=7.1402E-3)
E_PWR1    Sense 0 VALUE {PWR(V(1),{gamma})}
H_H1 1 0  VH_H1 1
VH_H1 5 K  0V
R_R5 Sense 0 1
*
R_RA2 RA1 2  {ROA}
G_GA4  RA1 2  value={v(RA1,2)*v(Sense)*{KA}}
R_RA3  2 RA2  {RSA}
```

5. Modellierung eines analogen Optokopplers

```
C_A RA1 RA2 {C}
*
R_RB2 RB1 3 {R0B}
G_GB4 RB1 3 value={v(RB1,3)*v(Sense)*{KB}}
R_RB3 3 RB2 {RSB}
C_B RB1 RB2 {C}
*
.ENDS
*$
```

Das Modell besitzt zwei Widerstände, die parallel gesteuert werden. Damit kann einer der beiden als Referenz des anderen benutzt werden. Dies funktioniert nur nach vorheriger Selektion der Bauteile auf möglichst ähnliche Werte für γ , d. h. auf möglichst gleiche Steigungen der logarithmierten I/R-Kennlinien. Deshalb wird nur ein Parameter für γ übergeben. Die Parameter R0A und R0B sind die Dunkelwiderstände der beiden Widerstände, die Parameter RSA und RSB deren Hellwiderstände. Außerdem können zwei verschiedene Werte für den Parameter K, KA und KB vergeben werden. Der Parameter C stellt die Anschlusskapazität des Widerstandes dar.

Vergleich mit realem Bauteil

In Abbildung 5.7 sind die Daten aus der Simulation eines *NSL32-SR2* Modelles mit den Daten, von denen die Modellparameter hergeleitet wurden, in einem Diagramm zusammengefasst. Die Simulation zeigt eine gute Übereinstimmung im Bereich großer Widerstände bis herab zu ca. 1000 Ω . Darüber treten große Fehler auf, da das *SPICE*-Modell die Sättigungseffekte der Leuchtdiode nicht berücksichtigt. Wollte man ein Optokopplermodell, welches auch für kleinere Widerstände genau ist, müsste man die Modellbildung auf Basis einer Polynomapproximation durchführen. Dadurch verkomplizierte sich allerdings das Auffinden der richtigen Modellparameter, die mit vorliegenden Modell rasch und einfach gemessen werden können. Außerdem ist das Modell für die interessanten Bereiche der Anwendung, nämlich für Widerstandswerte im Kiloohm-Bereich, ausreichend genau. Somit lassen sich Standardwerte für Potentiometer im 100k-1M-Ohm Bereich gut simulieren.

5.4. Spice-Modell

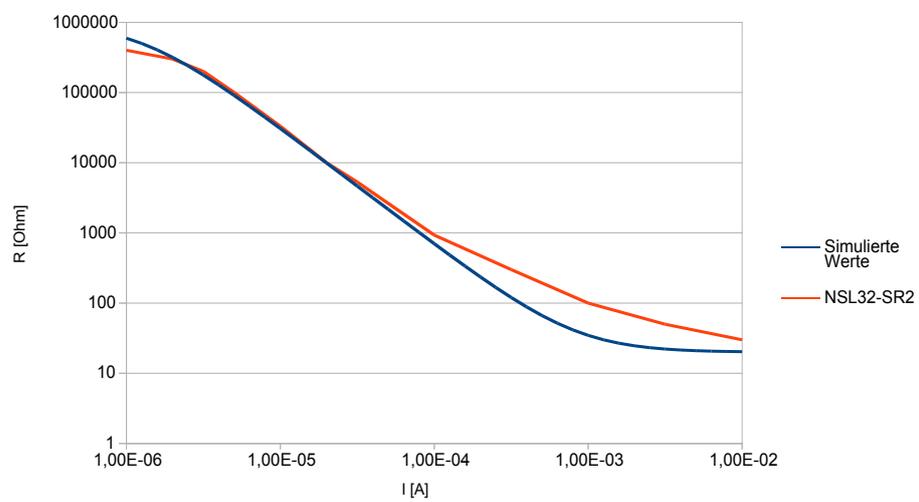


Abb: 5.7.: Vergleich von Simulation und Messung

6. Hardware

6.1. Röhrenbestückter Verstärker

Der Vorverstärker ist durchgängig in Röhrentechnik aufgebaut. Die meisten Musikerverstärker, die im Handel erhältlich sind, basieren auf ähnlichen Schaltungskonzepten. Trotzdem besitzen die Verstärker der verschiedenen Hersteller spezifische Klangcharakteristika. Diese klanglichen Eigenheiten entstehen durch viele Details wie die durch schaltungstechnische Maßnahmen angepassten Frequenzgänge zwischen den einzelnen Verstärkerstufen, die den Zerrgrad frequenzabhängig verändern. Dadurch wird es möglich, einzelne Frequenzbänder stärker und andere weniger stark zu verzerren. Dies ist notwendig, da z.B. Töne im Bassbereich mit hoher Amplitude einzelne Gitter bereits in den Gitterstrombereich treiben können.

Dies geschieht, wenn das Gitter gegenüber der Kathode positives Potential aufweist. Dann wirkt das Gitter wie eine Anode und es kann ein – wenn auch sehr geringer – Gitterstrom fließen. Das Problem dabei ist, dass der Gitterstrom den Koppelkondensator auflädt. Er trägt danach eine Gleichspannung, die den Arbeitspunkt ungünstig verschiebt. Die Gleichspannung kann erst nach der Übersteuerung wieder über den hohen Gitterableitwiderstand entladen werden (die Zeitkonstante beträgt typischerweise $\tau = RC = 1\text{Meg} \cdot 22\text{nF} = 22\text{ms}$). Während der Arbeitspunktverschiebung ist das Gitter der betroffenen Stufe für die gesamte Signalbandbreite blockiert. Dies führt zu einem im Allgemeinen unerwünschten Klang. Dieses Verhalten wird auch *blocking distortion* genannt. Man kann dieses Verhalten verhindern, indem man tiefe Frequenzen mittels Hochpass bedämpft. Außerdem kann man das Maß der Übersteuerung einzelner Stufen dadurch begrenzen, dass man den Gittern einen Spannungsteiler vorschaltet oder

6. Hardware

positive Gitterspannungen mittels Schutzdioden grundsätzlich verhindert. Erstere zwei Möglichkeiten sind in vorliegender Schaltung realisiert.

Die für manche Musikrichtungen geforderten hohen Zerrgrade lassen sich im Allgemeinen besser durch mehrere leicht übersteuerte Röhrenstufen erreichen als durch wenige, stark übersteuerte. Die vorliegende Vorverstärkerschaltung besteht aus insgesamt vier Röhrenstufen, einer zwischen erster und zweiter Stufe angeordneter Verstärkungsregelung und einem 2 bzw. 3-Band Klangregelnetzwerk. Sämtliche Potentiometer, die in der Schaltung vorkommen, sind als elektromechanische Potentiometer und als optisch gesteuerte Potentiometer ausgeführt. Über zwei Schalter, welche auf der Frontplatte angeordnet sind, kann man ein Relais bedienen, welche den Signalpfad entweder auf das eine oder auf das andere Potentiometer leitet. Damit kann man das unterschiedliche Verhalten der beiden Potentiometertypen direkt vergleichen. Diese Relais sind aus Gründen der besseren Übersichtlichkeit nicht in den Schaltungen abgebildet, die in diesem Kapitel zu Illustrationszwecken abgebildet sind. Die detaillierten Schaltpläne findet man im Anhang A auf Seite 134.

6.1.1. Blockschaltbild

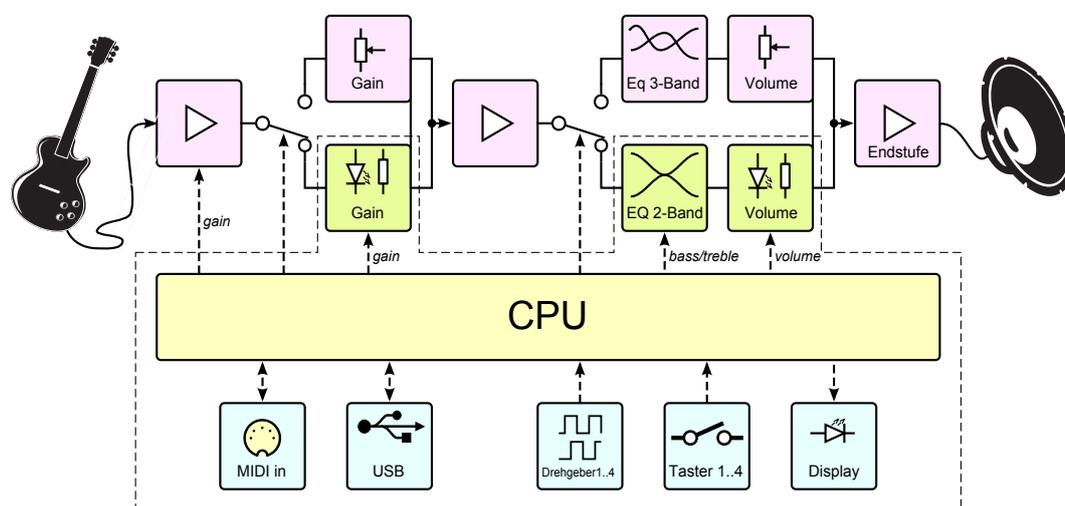


Abb. 6.1.: Blockschaltbild des Beispielverstärkers

Abbildung 6.1 zeigt das Blockschaltbild des gesamten Röhrenverstärkers. Die erste Stufe liefert entweder eine Verstärkung von etwa 36dB oder – digital umschaltbar – von 30dB. Das verstärkte Ausgangssignal der ersten Stufe wird nun mittels Relais entweder auf einen passiven, elektromechanischen Potentiometer (*Gainpotentiometer*) oder alternativ auf ein optisch steuerbares Potentiometer geschaltet. Das Relais wird über einen auf der Frontplatte angeordneten Schalter umgeschaltet. So kann man die traditionelle Schaltungstechnik und die in dieser Diplomarbeit vorgestellte Technik direkt miteinander vergleichen und erhält zudem einen zusätzlichen Vergleich zwischen dem „Bediengefühl“ von klassischen Potentiometern mit Endanschlag und von inkrementellen Dreh-Encodern ohne Endanschlag.

Da die Anwender über die Jahrzehnte an das elektromechanische Bediengefühl gewöhnt wurden, fällt vielen der Umstieg auf neue Arbeitsweisen schwer. Somit kann man die Drehempfindlichkeit des Encoders softwaremäßig im Direktvergleich mit mechanischen Stellern dergestalt anpassen, dass das Drehgefühl als möglichst natürlich empfunden wird. Die Industrie bietet hierzu eine große Anzahl verschiedener Drehwinkelencoder, die verschiedene Rastungen aufweisen.

Das Potentiometer bietet die Möglichkeit, den Pegel, mit den die folgenden Stufen angesteuert werden, zu begrenzen. Dies hat zwei grundlegende Funktionen:

- Zum einen lässt sich dadurch (in Grenzen) die Lautstärke verändern
- und zum anderen kann man den Grad der Übersteuerung der folgenden Verstärkerstufen kontrollieren.

Als Lautstärkesteller eignet sich dieser Regler alleine allerdings nur sehr begrenzt, da ein Übersteuern der folgenden Stufen klanglich manchmal erwünscht ist. Hätte man nur diesen einen Lautstärkesteller wären entweder verzerrte Klänge nur bei sehr hohen Lautstärken möglich oder aber *cleane* Gitarrenklänge nur bei sehr geringen Ausgangsleistungen zu erreichen. Daher folgt im Signalpfad weiter hinten ein weiterer Lautstärkesteller, um die Gesamtlautstärke, mit der die Endstufe angesteuert werden sollte, nochmals verändern zu können.

Dem *Gainpotentiometer* folgt eine weitere Verstärkerstufe. Sie besteht aus insgesamt drei Triodensystemen. Diese Systeme dienen vor allem der Klang-

6. Hardware

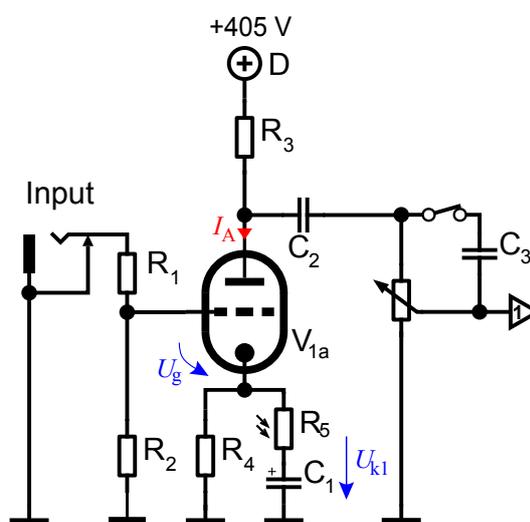


Abb: 6.2.: Eingangsstufe des Verstärkers. Sie ist als Kathodenstufe mit zu- oder abschaltbarer Stromgegenkopplung ausgeführt.

formung, die durch entsprechende Ansteuerung hauptsächlich geradzahlige aber auch ungeradzahlig-harmonische Verzerrungen erzeugen können.

Der Stufe folgt nun ein weiteres Relais. Dieses ist wieder über einen auf der Frontplatte angeordneten Schalter umschaltbar. Es teilt den Signalpfad entweder auf einen klassischen, passiven Dreibandequalizer mit nachgeschalteten Lautstärksteller oder auf einen mit optisch steuerbaren Potentiometern ausgestatteten Zweibandequalizer mit nachgeschalteten Lautstärksteller. Letzterer Block ist ebenfalls digital steuerbar.

Über ein zusätzliches Relais kann nun das Signal digital entweder direkt auf die Endstufe durchgeschaltet werden oder aber auf einen seriellen *Insert* geschaltet werden, auf den sich Effektgeräte einschleifen lassen.

6.1.2. Schaltungsbeschreibung

Vorstufe

Die Schaltung der ersten Verstärkerstufe zeigt Abbildung 6.2. Sie ist mit einem System einer Elektronenröhre der Type ECC83 realisiert. Das Eingangssignal wird direkt gleichspannungsgekoppelt über den Widerstand R_1 und den Gitterableitwiderstand R_2 auf das Gitter des Systems geschaltet. Die Eingangsbuchse ist als 6,3 mm Klinkenbuchse ausgeführt, welche die Standardbuchse für E-Gitarren darstellt. Der Schaltkontakt der Buchse ist mit der Signalmasse verbunden, um Störeinstreuungen bei nicht eingestecktem Instrument zu verhindern. Der Widerstand R_1 hat einen Wert von $68\text{ k}\Omega$ und dient gemeinsam mit der Millerkapazität der Röhre als Tiefpass und verhindert so, dass hochfrequente Störsignale in den Verstärker gelangen. Außerdem dient er der Schwingungsdämpfung und verhindert so Oszillationen im Verstärker. Diese sind in Röhrenschaltungen eine immanente Gefahr, da die Impedanzen sehr hoch sind und damit auch die Spannungen hoch werden und die entstehenden Streukapazitäten stark wirksam sind. Der Widerstand R_2 dient als Gitterableitwiderstand, welcher das Gitter auf Massepotential legt und eine Aufladung eines etwaig vorgeschalteten Koppelkondensators – zum Beispiel in einem extern zwischen der Gitarre und den Verstärkereingang zwischengeschalteten Effektgerät – durch Ableiten des Gitteranlaufstromes verhindert und so den Arbeitspunkt stabil hält. Die Dämpfung, welche sich durch die Kombination aus R_1/R_2 ergibt, kann näherungsweise vernachlässigt werden da nur ca. 5% des Eingangssignales verloren gehen.

Laut Datenblatt der ECC83 [6] betragen die Interelektrodenkapazitäten für beide Systeme: $c_{g/k} = 1,6\text{ pF}$; $c_a = 0,33\text{ pF}$; $c_{g/a} = 1,7\text{ pF}$. Die wirksame dynamische Eingangskapazität C_{dyn} einer Kathodenschaltung ergibt sich nun aus der Parallelschaltung der Kapazität C_{gk} und der Millerkapazität C'_{ga} . Da die Kathodenschaltung das Ausgangssignal invertiert, ergibt sich für die Millerkapazität:

$$C'_{ga} = C_{ga}(1 + A_u) \quad (6.1)$$

Die Spannungsverstärkung errechnet sich nach Formel 3.2.1. Der Innenwiderstand und der Leerlaufverstärkungsfaktor einer ECC83 beträgt laut

6. Hardware

Datenblatt $R_i = 62,5 \text{ k}\Omega$ und $\mu = 100$. Der Außenwiderstand setzt sich aus der Parallelschaltung des Anodenwiderstandes $R_3=100 \text{ k}\Omega$ und den Potentiometerwiderstand ($1 \text{ M}\Omega$) zusammen. Dieser Außenwiderstand ist aufgrund des Koppelkondensators frequenzabhängig. Für mittlere Frequenzen ergibt sich eine Spannungsverstärkung der ersten Stufe von:

$$A_1 = \frac{1}{D} \frac{R_a}{R_i + R_a} = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} = 100 \frac{100\text{k} || 1\text{M}}{62,5\text{k} + 100\text{k} || 1\text{M}} = 59,26$$
$$A_1 = 20 \cdot \log(59,26) = 35,45\text{dB}$$

Die Arbeitspunkteinstellung dieser Stufe erfolgt über den Spannungsabfall am Kathodenwiderstand R_4 . Der Widerstandswert von R_4 wurde graphisch aus dem Kennlinienfeld der *ECC83* ermittelt. Bei einem Wert von $1,5 \text{ k}\Omega$ stellt sich am Kreuzungspunkt der Widerstandsgeraden mit der Kurve für die dynamische Steilheit von $0,7 \text{ mS}$, die sich für einen Außenwiderstand von $R_a=100 \text{ k}\Omega$ ergibt¹, ein Anodenstrom von $I_a=1,2 \text{ mA}$ ein. Abbildung 6.3 zeigt exemplarisch einen graphischen Entwurfsvorgang für ein Triodensystem einer *ECC83*.

Eine Besonderheit der Schaltung ist der über einen resistiven Optokoppler (R_5) zu- und weg-schaltbaren Überbrückungskondensator C_1 . Ist der Kondensator zugeschaltet werden die Signalwechselspannungen ab einer Grenzfrequenz von etwa $f \approx \frac{1}{2\pi R_4 C_1} = 4,8 \text{ Hz}$ niederohmig mit der Signalmasse verbunden. Der Einfluss des Hellwiderstandes ist gering, da der Widerstandswert laut Datenblatt der eingesetzten Type *NSL-32SR3* nur 40Ω beträgt[17]. Er wird daher in der Berechnung nicht berücksichtigt.

Wird der Widerstand – digital gesteuert – hochohmig, wird auch die Wirkung von C_1 deaktiviert: der Widerstand R_4 stellt also einen Stromgegenkopplungswiderstand für alle Frequenzen dar. Die Verstärkung beträgt mit Gleichung 3.18

¹bei der graphischen Dimensionierung von R_k wurde also der Potentiometerwiderstand *nicht* berücksichtigt

6.1. Röhrenbestückter Verstärker

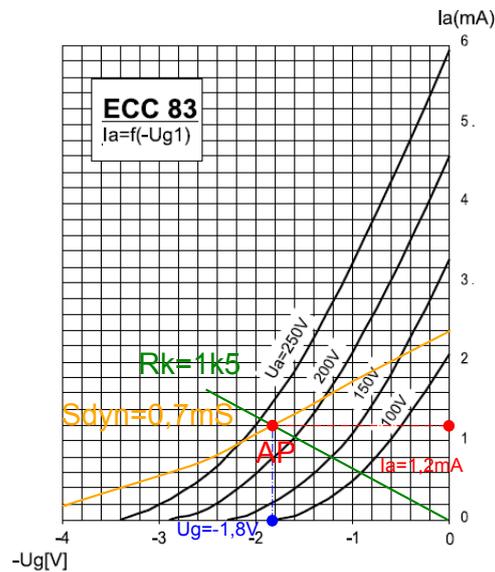


Abb: 6.3.: Graphische Konstruktion des Kathodenwiderstandes R_4 für den Arbeitspunkt $I_a = 1,2 mA$ und $U_g = -1,8 V$

$$A'_1 \approx \frac{\mu R_3}{R_i + R_3 + \mu R_4} = \frac{100 \cdot 100k}{62,5k + 100k + 100 \cdot 1k5} = 32$$

$$A'_1 = 30,1 dB$$

Die Verstärkung kann also etwa halbiert werden. Dies ermöglicht eine linearere Ansteuerung der folgenden Verstärkerstufen mit den damit verbundenen Klangveränderungen.

Die 3dB Grenzfrequenz des RC-Tiefpasses, welcher sich aus der Eingangskapazität, der Millerkapazität der Röhre und dem Widerstand R_1 zusammensetzt, errechnet sich wie folgt:

$$f \approx \frac{1}{2\pi R_1 (C_{gk} + C'_{ga})} = \frac{1}{2\pi R_1 (C_{gk} + C_{ga} * (1 + A_1))} = 21,2 kHz$$

6. Hardware

Die 3dB Grenzfrequenz des RC-Hochpasses, der von C₂ und den Potentiometerwiderstand P₁ gebildet wird, beträgt:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 1\text{Meg} \cdot 22\text{nF}} = 7,25\text{Hz}$$

Eine weitere Besonderheit der Schaltung ist der über ein Relais digital zuschaltbare 470pF-Keramikkondensator C₃. Er bildet mit den Widerstand des Potentiometers einen RC-Shelfingfilter mit variabler Grenzfrequenz, welcher die Wirkung des oberen Teilwiderstandes R'_p ab einer Grenzfrequenz von $f_u = \frac{1}{2\pi R'_p C_3}$ eliminiert.

Steht das Potentiometer auf einer Dämpfung von 6dB bedeutet dies, dass die beiden Teilwiderstände gleich groß sind. Bei einem Ein-Megaohm Potentiometer bedeutet dies, dass sich die beiden Teilwiderstände auf jeweils 500 Kiloohm aufteilen. Dann ergibt sich eine Grenzfrequenz von ca. 677 Hz. Musikalisch bedeutet diese Frequenz einen Ton, der zwischen den Tönen e_2 und f_2 liegt.

Mit größeren Dämpfungswerten – also geringeren Lautstärken – sinkt die Grenzfrequenz. Bei 12dB Dämpfung ergibt sich rechnerisch eine Dämpfung von ca. 450 Hz. Diese Frequenz entspricht musikalisch ungefähr einem a_1 . Schaltet man den Kondensator zu, so bedeutet dies klanglich eine Anhebung der höheren Töne und damit einen helleren, durchdringenderen Ton (*Bright*).

Bild 6.4 zeigen die restlichen Stufen des Vorverstärkers. Das zweite Röhrensystem von Röhre 1, V_{1b}, bildet gemeinsam mit R₆ und R₇ eine weitere stromgegekoppelte Kathodenstufe. Deren Verstärkung errechnet sich analog zur ersten Stufe mit Gleichung 3.18 und ergibt mit R₆=100kΩ und R₇=10kΩ eine Verstärkung von $A_2 = 8,6$ bzw. $A_2 = 18,7\text{dB}$.

Die graphische Konstruktion des Arbeitspunktes ist aus Abbildung 6.5 ersichtlich. Mit dem Kathodenwiderstandswert von 10 Kiloohm, einem Anodenwiderstand von hundert Kiloohm und einer Anodenspannung von 430 V ergibt sich eine Gittervorspannung von -4,2 V, ein Anodenstrom von 0,4 mA und eine Anodenspannung von 375 V.

6.1. Röhrenbestückter Verstärker

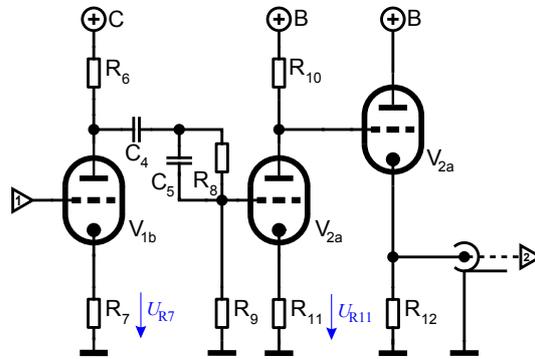


Abb: 6.4.: Vorverstärkerstufen 2-4

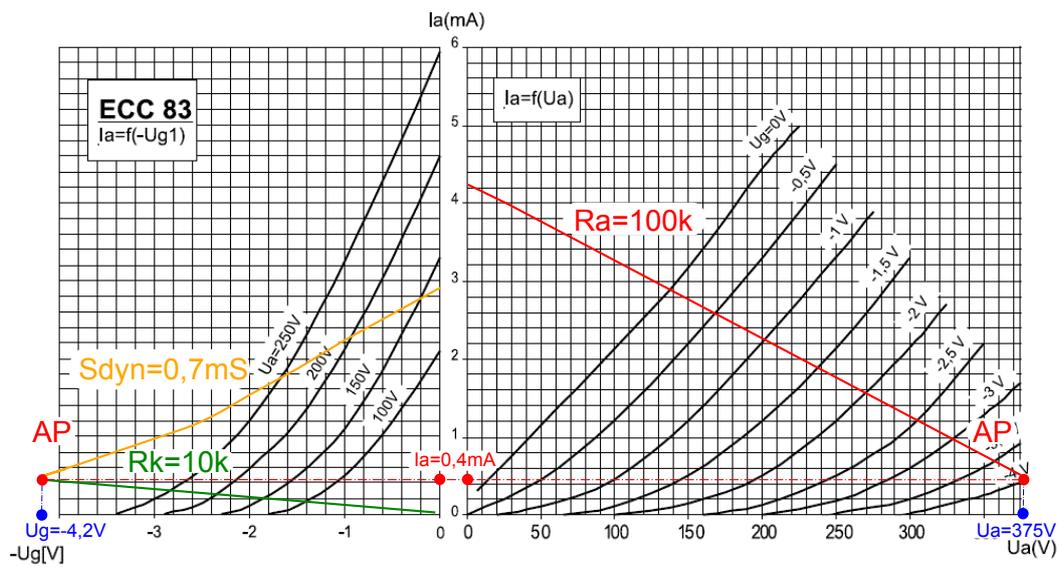


Abb: 6.5.: Graphische Konstruktion des Arbeitspunktes einer Kathodenschaltung mit $R_k = 10k\Omega$ und $R_a = 100k\Omega$

6. Hardware

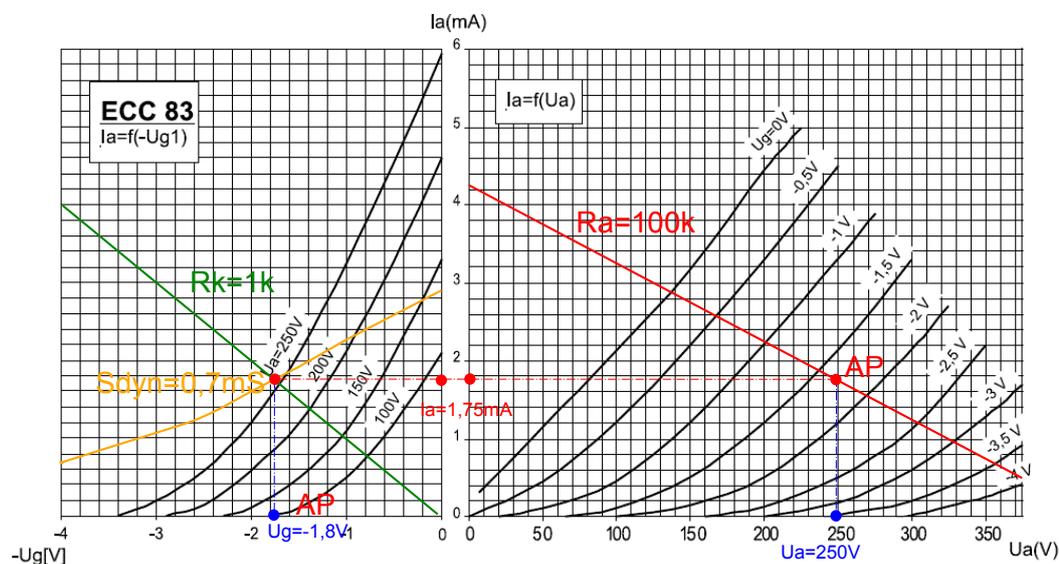


Abb: 6.6.: Graphische Konstruktion des Arbeitspunktes einer Kathodenschaltung mit $R_k = 1k\Omega$ und $R_a = 100k\Omega$

Koppelkondensator C_4 und die Serienschaltung der beiden $470k\Omega$ Widerstände R_8 und R_9 bilden einen Hochpass mit der Grenzfrequenz $f_u = 8\text{ Hz}$. Der Spannungsteiler R_8/R_9 dämpft den Pegel tief-frequenter Töne um 6 dB, um ein Einsetzen des Gitterstromes von Röhrensystem V_{2a} zu verhindern. In Verbindung mit $C_5 = 470\text{ pF}$ erzeugt der Spannungsteiler wieder ein Shelving-Filter mit einer 3 dB-Grenzfrequenz von etwa 720 Hz. Dies dient wieder der Klangformung des Gitarrensingales. Darauf folgt eine weitere stromgegekoppelte Kathodenstufe, welche gemeinsam mit $R_{10} = 100k\Omega$ und $R_{11} = 10k\Omega$ wieder eine Verstärkung von $A_3 = 18,7\text{ dB}$ bewirkt.

Das zweite Röhrensystem von Röhre V_2 bildet nun einen Kathodenfolger. Er steuert das folgende Klangregelnetzwerk niederohmig an. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt durch die Gleichspannungskopplung des Gitters von V_{2b} mit der Anode von Triodensystem V_{2a} . Der Arbeitspunkt lässt sich wieder graphisch konstruieren. Die Konstruktion ist anhand einer U_g/I_a -Kennlinienschar einer ECC83 in Abbildung 6.6 dargestellt. Die dynamische Steilheit beträgt wieder ca. $0,7\text{ mS}$, da wie bereits im vorher-

rigen Beispiel gezeigt wurde, ein Anodenwiderstand von $100\text{ k}\Omega$ benutzt wird. Der Kreuzungspunkt mit der Widerstandsgeraden von $R_{11} = 1\text{ k}\Omega$ ergibt einen Anodenstrom von ca. $I_{aV2a} = 1,75\text{ mA}$ und eine Gitterspannung $U_{gV2a} = -1,8\text{ V}$. Überträgt man den Strom grafisch in das Ausgangskennlinienfeld und bringt ihn mit der Lastgeraden von $100\text{ k}\Omega$ zur Kreuzung, so ergibt sich für eine Betriebsspannung von 430 V eine Anodenspannung von ungefähr 250 V . Diese stellt auch den Arbeitspunkt für Röhre V2b dar. Der Anodenruhestrom dieser Triode muss sich ebenfalls auf ca. $1,75\text{ mA}$ einstellen, da der Lastwiderstand R_{12} mit $100\text{ k}\Omega$ gleich groß wie der Anodenwiderstand R_{10} der vorangegangenen Stufe ist. Der Gleichspannungsabfall an Widerstand R_{12} wird also auch etwa 250 V betragen.

Klangregelnetzwerk

Über das Relais R2 kann das Signal entweder zum Dreibandequalizer, welcher mit normalen elektromechanischen Potentiometern bestückt ist, oder zum mit optisch gesteuerten Potentiometern bestückten 2 Band- Equalizer geschickt werden. Das Umschalten erfolgt wieder über einen Schalter, der auf der Frontplatte angeordnet ist.

Die Schaltung des Dreibandequalizers ist für diese Gerätekategorie prototypisch und so in den meisten Gitarrenverstärkern (wenn auch mit zum Teil abgeänderten Bauteilwerten) zu finden. Die Ausführung als passives Netzwerk führt dazu, dass sich die einzelnen Regler zum Teil stark untereinander beeinflussen. Abbildung 6.7 zeigt eine AC-Simulation des Frequenzganges bei unterschiedlichen Reglerstellungen. Die Schaltung, mit der die Simulation durchgeführt wurde, ist in Abbildung 6.8 zu sehen. Der Quellwiderstand R_q wurde laut Formel 3.22 abgeschätzt und ergibt mit einem Kathodenwiderstand von $100\text{ k}\Omega$, einen Leerlaufverstärkungsfaktor von $\mu = 100$ und einem Innenwiderstand von $62,5\text{ k}\Omega$ einen Wert von $r_a \approx 621,1\ \Omega$. Als Lastwiderstand wurde $1\text{ M}\Omega$ eingesetzt. Dies ist der Eingangswiderstand des Lautstärkepotentiometers, der auch weitgehend den Eingangswiderstand der folgenden Stufe bestimmt.

Trotz aller Nachteile, die die passive Ausführung dieser Schaltung mit sich bringt, hat sich diese Konzeption in Gitarrenverstärkern seit den 1959er Jahren so durchgesetzt, dass sie in fast jedem Verstärker zum Einsatz kommt. Die Musiker haben sich an das Stellverhalten gewöhnt und erwarten auch

6. Hardware

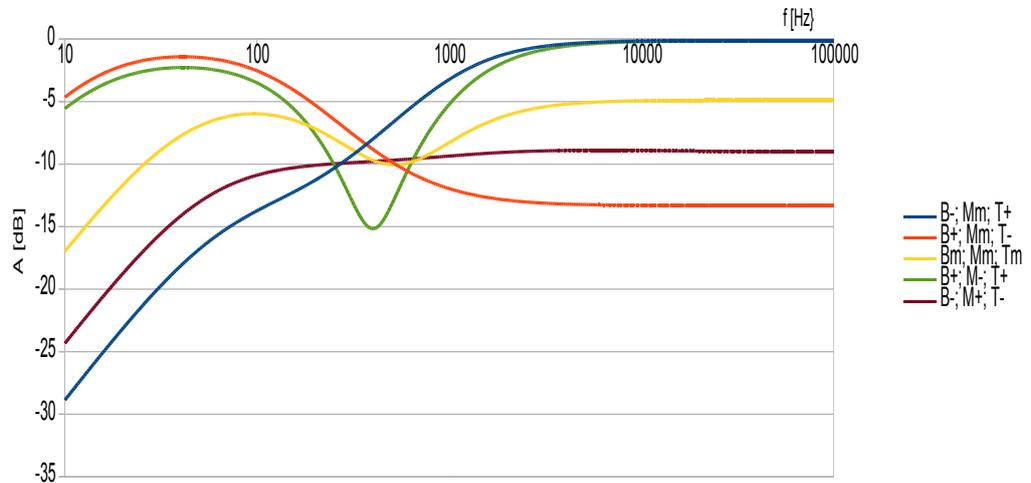


Abb: 6.7.: AC-Simulation des Dreibandequalizers in verschiedenen Potentiometerstellungen

ein solches. Aus diesem Grund wurde beim Prototypenaufbau auch nicht auf ein solches Klangregelnetzwerk verzichtet.

Phasenumkehr

Nach dem Equalizer und dem Lautstärkepotentiometer wird das Signal über das Relais R_3 , von wo es zum seriellen Effekteinschleifpunkt durchgeschaltet werden kann, über den Koppelkondensator C_9 auf die mit zwei Triodensystemen realisierte Phasenumkehrstufe geleitet. Deren Aufgabe ist es, zwei um 180° phasenverschobene Signale zur Ansteuerung der beiden Endstufenpentoden zu erzeugen.

Die Stufe ist als Differenzverstärker aufgebaut. Widerstand R_{17} , R_{19} und R_{20} bilden dabei den gemeinsamen Kathodenwiderstand. Die Arbeitspunkt-einstellung beider Röhrensysteme erfolgt über Widerstand R_{17} . Da hier zwei Triodensysteme und damit zwei mal der Anodenstrom fließt, muss

6.1. Röhrenbestückter Verstärker

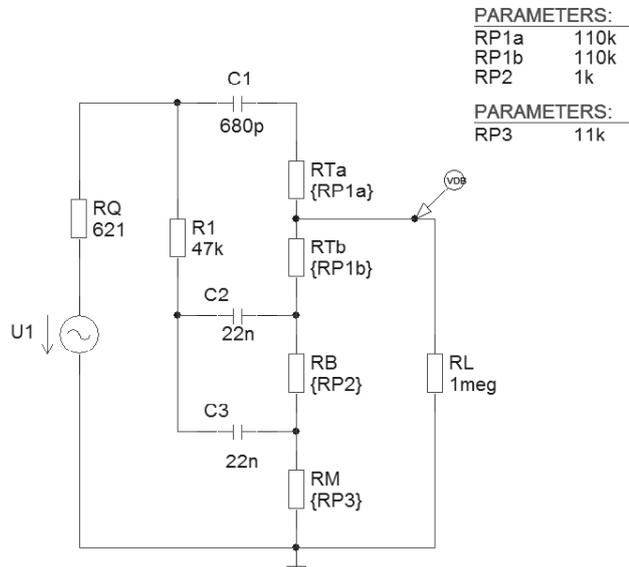


Abb. 6.8.: Simulationsschaltung des Dreibandequalizers

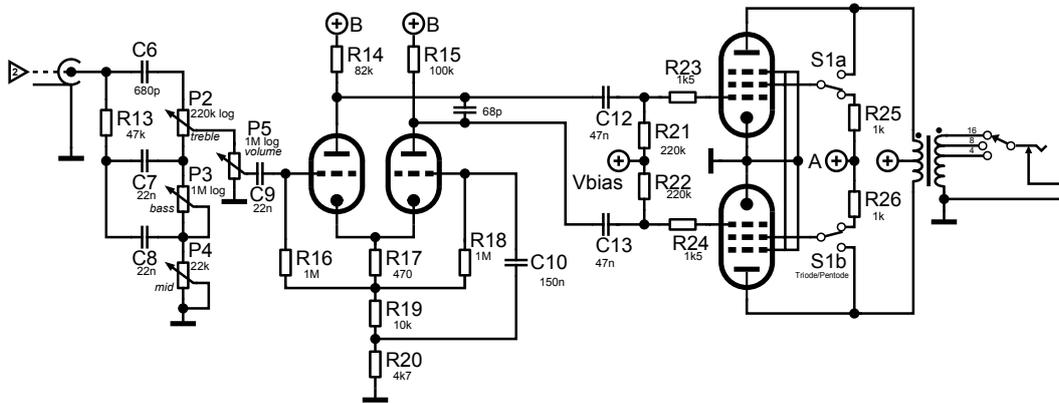


Abb. 6.9.: Schaltung des Equalizers, der Phasenumkehrstufe und der Endstufe

6. Hardware

der Widerstandswert auch entsprechend niederohmiger sein, um zum gleichen Anodenstrom pro System zu führen. Da die Anodenwiderstände wieder im Bereich von $100\text{ k}\Omega$ liegen und die dynamische Steilheit wieder ca. $0,7\text{ mS}$ beträgt, kann man den Strom pro System wieder analog zu Abbildung 6.6 konstruieren: es wird sich wieder ein Anodenstrom von ca. $1,75\text{ mA}$ einstellen.

Wechselspannungsmäßig ist das Gitter von Röhre V3b über einen 150 nF -Kondensator mit dem Knotenpunkt der Widerstände R19 und R20 verbunden. Damit besteht die Möglichkeit, ein Wechselspannungssignal an diesem Knotenpunkt einzukoppeln. Dies kann z.B. ein Signal von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers sein, um eine Gegenkopplung zur Verringerung des Ausgangswiderstandes und des Klirrfaktors der Endstufe herbeizuführen.

Schaltungstechnisch lässt sich die Stufe als eine Kombination aus Kathoden- und Gitterschaltung verstehen: Steigt die Spannung am Gitter der Röhre V3a steigt auch Ihr Anodenstrom, was zu einer Senkung der Ausgangsspannung infolge des höheren Spannungsabfalles am Anodenwiderstand R14 führt. Analog steigt der Spannungsabfall an den Kathodenwiderständen R17 und R18. Da das Gitter von Röhre R3b wechselspannungsmäßig mit dem Fußpunkt der Serienschaltung der beiden Widerstände verbunden ist, verringert sich die negative Gitterspannung weiter. Dies führt zu einem geringeren Anodenstrom durch Röhre R3b und damit zu einer höheren Ausgangsspannung.

Ähnlich wie auch beim Differenzverstärker mit Bipolartransistoren wird das Gleichtaktunterdrückungsverhältnis von der Größe des Kathodenwiderstandes bestimmt. Ein möglichst großer Widerstand führte zu einer besseren Gleichtaktunterdrückung, da die stärkere Stromgegenkopplung die Gleichtaktverstärkung verringert.

Da der Widerstand aufgrund der beschränkten Anodenspannung und der daraus resultierenden Beschränkung der maximal möglichen Ausgangswechselspannungen nicht beliebig groß gemacht werden kann, ersetzt man den Kathodenwiderstand oft durch eine Stromquelle. Aufgrund des zusätzlich notwendigen Röhrensystems und den damit verbundenen Nachteilen wie den erhöhten Heizleistungsbedarf, der geringeren Betriebssicherheit, Platz- und Gewichtsnahtteilen und nicht zuletzt des hohen Preises

wegen verzichtet man in Röhrenverstärkern in der Regel auf eine Ausführung des Differenzverstärkers mit Stromquelle und verwendet anstatt dessen die Ausführung mit gemeinsamem Kathodenwiderstand.

Die Eingangsspannungen u_{e1} und u_{e2} errechnen sich:

$$\begin{aligned} u_{e1} &= u_{g1} + u_k \\ u_{e2} &= u_{g2} + u_k \\ u_k &= (i_{k1} + i_{k2})(R_{k1} + R_{k2}) \\ i_{k1} &= u_{g1} S_1 \frac{R_i}{R_i + R_{a1}} = u_{g1} \frac{\mu_1}{R_i + R_{a1}} \\ i_{k2} &= u_{g2} S_2 \frac{R_i}{R_i + R_{a2}} = u_{g2} \frac{\mu_2}{R_i + R_{a2}} \\ \text{für } u_{e2} = 0 &\quad \Rightarrow \quad u_{g2} = -u_k \end{aligned}$$

Da der gemeinsame Kathodenwiderstand nicht beliebig groß gemacht werden kann, wirkt sich auch die endliche Steilheit der Elektronenröhren negativ auf die Symmetrie der Verstärkung der beiden Stufen aus. Aus diesem Grund wird die Verstärkung der beiden Triodensysteme durch unterschiedliche Anodenwiderstände dergestalt angepasst, dass die Verstärkungen weitgehend gleich sind und die folgenden Endstufenpentoden möglichst symmetrisch angesteuert werden. Mit den Anodenwiderständen R_{14} ($82 \text{ k}\Omega$) und R_{15} ($100 \text{ k}\Omega$) erreicht man also eine weitgehende Symmetrie der Endstufe. Der 68 pF -Kondensator C_{14} wirkt in Verbindung mit den Ausgangswiderständen von Röhren V_{3a} und V_{3b} als Tiefpass. Dieser sollte Hochfrequenzeinstreuungen verhindern und die Schwingneigung der Endstufe verbessern.

Endstufe

Die Endstufe selbst ist als Gegentaktendstufe mit zwei Pentoden der Type EL34 ausgeführt. Die Gittervorspannung wird über eine eigene Transformatorwicklung nebst eigenem Gleichrichter und Siebkondensatoren er-

6. Hardware

zeugt. Da hier aufgrund des großen Eingangswiderstandes der Pentoden kaum Gleichstrom in das Gitter fließt, erübrigt sich an dieser Stelle eine aufwändige Ausführung des Netzteils. Über einen 22 k Ω - Trimpotentiometer kann die Gittervorspannung in einem Bereich von -56,7 V bis -35 V eingestellt werden. Dadurch ist ein Betrieb in den Verstärkerklassen B, A/B und A möglich.

Der Ausgangsübertrager transformiert die Lautsprecherimpedanz auf einen Widerstand von $R_{aa} = 3,4 \text{ k}\Omega$. Über Schalter S1 kann das Schirmgitter entweder auf die Schirmgitterwiderstände R25 und R26 und damit auf eine konstante Gleichspannung von ca. 450 V oder aber direkt auf die Anodenschlüsse gelegt werden. Damit lässt sich die Endstufenpentode alternativ auch als Triode betreiben. So lässt sich einfach die Ausgangsleistung verringern: Ein zu-viel an Leistung ist bei Gitarrenverstärkern nämlich oft störend, besonders in Situationen, wo die charakteristische Endstufenverzerrung mit ihren ungeradzahlig-harmonischen Oberwellen gewünscht sind. Die große Lautstärke, die hierfür notwendig ist, behindert den Einsatz der Endstufenverzerrung auf kleinen Bühnen oder auch beim Üben zuhause. Dies lässt sich mit der Trioden-Pentodenumschaltung umgehen. Außerdem ändern sich einige andere charakteristische Werte des Verstärkers: Der Ausgangswiderstand sinkt; damit erhöht sich aber auch der Dämpfungsfaktor. Insgesamt setzt die Endstufenverzerrung aufgrund der geringeren Steilheit der Triode gegenüber der Pentode zwar früher aber dafür weniger intensiv ein. Dies trägt zu einem weniger aggressiven Klangbild bei.

Die Widerstände R25 und R26 begrenzen den Schirmgitterstrom im Pentodenbetriebsmodus.

6.2. Netzteil

Die Schaltpläne für das Netzteil sind in Anhang A, auf Seite 133 sowie auf Seite 129 zu finden. Es muss folgende Spannungen bereitstellen:

- Die Anodenspannung des Röhrenverstärkers
- Die Heizspannungen der Röhren
- Die negative Gittervorspannung der Endstufenpentoden

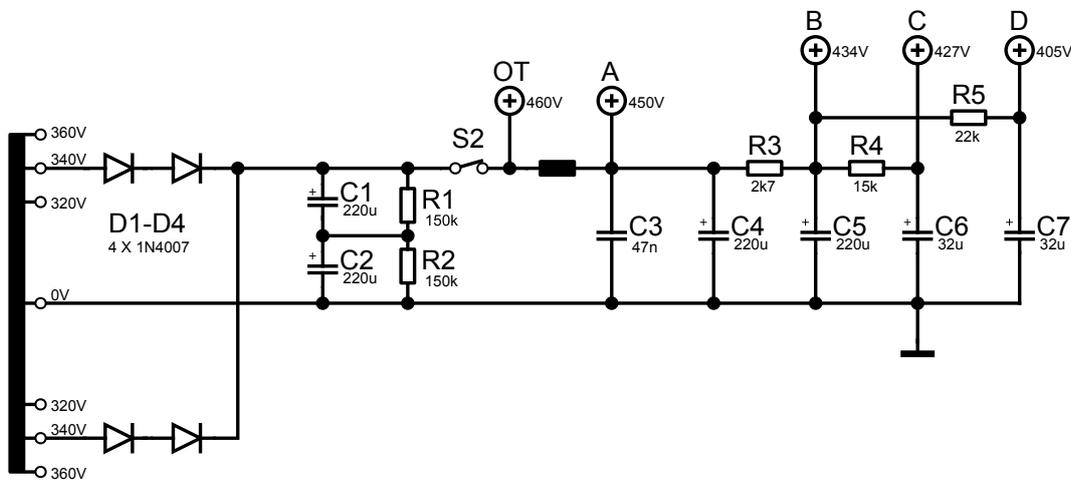


Abb. 6.10.: Schaltung des Netztes zur Betriebsspannungserzeugung für den Röhrenverstärker

- Die Versorgungsspannung des Digitalteils
- Die Betriebsspannungen für den restlichen Analogteil

6.2.1. Anodenspannungsversorgung

Die symmetrische, $2 \times 340 \text{ V}$ Sekundärspannung einer Teilwicklung des Netztransformators wird über die vier Siliziumdioden der Type 1N4007 gleichgerichtet. Zur Erhöhung der Ausfallsicherheit sind pro Zweig jeweils zwei Dioden in Serie geschaltet. Darauf folgt die erste Siebung mittels zweier in Serie geschalteter $220 \mu\text{F}$ -Kondensatoren. Die Maximalspannung an diesem Punkt errechnet sich aus dem Scheitelwert der gleichgerichteten Wechselspannung minus zwei mal der Diodenflussspannung und beträgt bei 340 V $U_s = 340 * \sqrt{2} - 1,2 \text{ V} \approx 480 \text{ V}$ und damit 80 V mehr als die garantierte Spannungsfestigkeit der Aluminium-Elektrolytkondensatoren. Aus diesem Grund wurden zwei dieser Kondensatoren in Serie geschaltet. Die beiden $150 \text{ k}\Omega$ -Widerstände R1 und R2 garantieren dabei eine korrekte Aufteilung der Spannungen, sodass unter keinen Umständen die maximale Spannungsbelastbarkeit überschritten wird.

6. Hardware

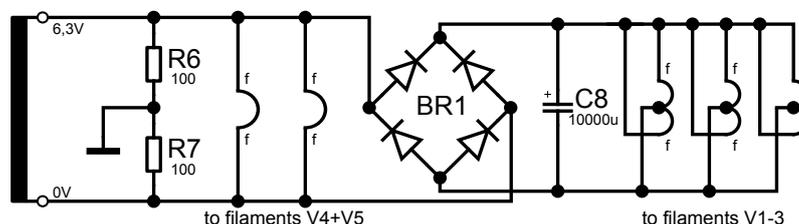


Abb: 6.11.: Schaltplan der Heizspannungsversorgung

Nach der Siebung folgt der Anodenspannungsschalter S2. Mit ihm kann die Anodenspannung in Pausen ausgeschaltet werden, ohne die Heizspannung der Röhren abschalten zu müssen. Außerdem dient dieser Schalter der Schonung der Röhren, da ein Anlegen der Anodenspannung während der Röhrenaufheizphase die Lebensdauer der Röhren verringert.

Direkt vom Schalter kommend erfolgt die Versorgung der Endstufe mit einer Spannung von etwa 460 V, welche auf die Mittelanzapfung der Primärwicklung des Ausgangsübertragers gelegt wird. Die Versorgung erfolgt vor weiteren, zusätzlichen Siebmaßnahmen, da der vorhandene Brummstrom durch die Symmetrie des Ausgangsübertragers unterdrückt wird.

Die Drossel L1 bildet zusammen mit den Kondensatoren C3 und C4 einen Tiefpass, welcher für weitere Verringerung der Brummspannung sorgt. Die Drossel besitzt einen Gleichstromwiderstand von 420 Ω und eine Induktivität von 40 mH. Der 47 nF/630 V MKT-Kondensator verbessert die Hochfrequenzeigenschaft der Schaltung. Punkt A dient der Versorgung der Schirmgitter, welche über zwei 1 k Ω Widerstände an diesem Punkt angeschlossen sind. Darauf folgen weiter RC-Siebstufen zur Versorgung der Vorstufenröhren. Besonders die ersten Kathodenschaltungsstufen neigen aufgrund der hohen ihnen folgenden Verstärkungen zum Brummen. Daher wurde – entgegen der allgemein üblichen Usancen – ein jeweils eigenes RC-Siebglied für die ersten beiden Triodensysteme gelegt. Diese Anordnung verringert außerdem die Schwingneigung.

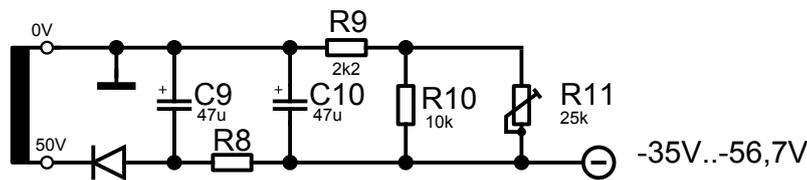


Abb: 6.12.: Schaltung der Gittervorspannungserzeugung für die Endstufenpentoden

6.2.2. Heizspannungsversorgung

Die Heizspannungsversorgung erfolgt über eine eigene 6,3 V Sekundärwicklung des Netztransformators. Alle im Verstärker eingesetzten Röhren müssen mit 6,3 V versorgt werden. Die beiden Endröhren vom Type EL34 benötigen pro Röhre 1,6 A. Aufgrund der hohen benötigten Heizleistung wurde daher auf eine Gleichstromheizung verzichtet und die Endstufen mit Wechselstrom geheizt. Um den Brummeinstreuung zu minimieren wird die Heizspannung über die beiden Hundert-Ohm-Widerstände R6 und R7 symmetriert. Die Vorstufenröhren werden allerdings mit Gleichstrom geheizt, da diese für Brummeinstreuungen besonders empfindlich sind. Daher wird die Heizspannung über den Brückengleichrichter BR1 gleichgerichtet und über den 10000 μ F Aluminiumelektrolytkondensator C8 gesiebt. Die in Serie geschaltete Diode D5 erzeugt einen Spannungsabfall von 0,6 V und bringt die Heizspannung nach der Gleichrichtung auf den geforderten Wert von 6,3 V. Auf eine weitere Stabilisierung der Heizspannung wurde verzichtet, da die erzielte Genauigkeit der Heizspannung ausreicht, um innerhalb des Toleranzbereiches von $\pm 10\%$ zu liegen.

6.2.3. Gittervorspannungserzeugung

Die Vorspannung der Gitter der Endstufenpentoden wird nicht wie bei den Vorstufentrioden mittels automatischer Gittervorspannungserzeugung via Kathodenwiderstand erzeugt, sondern benötigt eine extra Gleichspannung, welche den Gittern mittels der beiden 200 k Ω Widerstände R21 und R22 zugeführt wird. Die negative Gittervorspannung sollte in einem Bereich von

6. Hardware

-50V bis -30V liegen und regelbar sein, um verschiedene Anodenströme einstellen zu können.

Die Spannung wird von einer eigenen Sekundärwicklung bereitgestellt. Die Wechselspannung beträgt 50 V und wird über Diode D6 gleichgerichtet. Eine Gleichrichterbrücke ist an dieser Stelle nicht notwendig, da der Eingangswiderstand der Endpentoden ausreichend groß ist, um kaum einen Laststrom fließen zu lassen. Der schlechte Wirkungsgrad der Einweggleichrichtung wirkt sich daher nicht negativ auf die Leistungsbilanz aus. Das Widerstandsnetzwerk bestehend aus den drei Widerständen R8, R9, R10 und dem Trimpotentiometer R11 dienen der Vorspannungseinstellung. Ein häufiges Problem bei der Arbeitspunkteinstellung mittels Trimpotentiometer ist, dass die Schleifer der Trimpotentiometer zu Kontaktproblemen mit der Widerstandsbahn neigen. Dies führte zu einer Zerstörung der Endstufenröhre, da im Moment des Leerlaufes keine Gittervorspannung anläge, was wiederum zu einem sehr hohen Anodenstrom und damit zu einer Überschreitung der maximalen Anodenverlustleistung führte. Daher wurde bei der Konstruktion besonders darauf geachtet, dass selbst im Schadensfall das Gitter immer eine negative Gittervorspannung bekommt. Dies wird durch die Verbindung von Schleiferkontakt und den Bahnfangkontakt sichergestellt.

Das Netzwerk ermöglicht die Einstellung der Gittervorspannung im Bereich von:

$$U_{bias,0} = 50V\sqrt{2}\frac{R9 + (R10||R11)}{R8 + R9 + (R10||R11)} = 56,7V \text{ und}$$
$$U_{bias,1} = 50V\sqrt{2}\frac{R9}{R8 + R9} = 35V$$

Damit lassen sich die richtigen Arbeitspunkte für unterschiedliche Endstufenbetriebsmodi (Klasse B Gegentakt sowie A/B Gegentakt) als auch für verschiedene Endstufenpentodentypen realisieren.

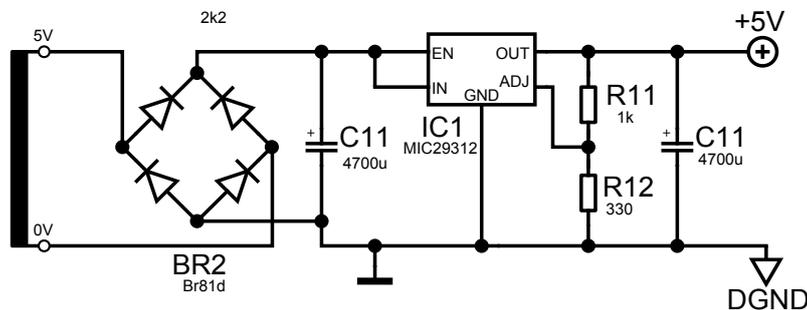


Abb. 6.13.: Schaltung des Netztes für den Digitalteil

6.2.4. Betriebsspannungserzeugung für Digitalteil

Die Versorgungsspannungserzeugung des Digitalteils erfolgt über eine separate 5V Sekundärwicklung des Netztransformators. Diese Wicklung ist eigentlich für den Betrieb von Gleichrichterröhren des Typs GZ** (z.B. GZ31) gedacht; diese benötigen für Ihre direkt geheizten Kathoden eine Heizspannung von 5V.

Der Scheitelwert der über die Graetzbrücke BR2 gleichgerichteten Wechselspannung beträgt ca. 7V. Sie wird mit dem Kondensator C11 geglättet. Ein Standardspannungsregler der 7805 - Klasse benötigt zwischen seinen Ein- und Ausgangsklemmen einen Mindestspannungsabfall von $V_{drop}=2V$ [10]. Die zur Verfügung stehende Spannung reicht für den Betrieb eines Spannungsreglers der 78**-Klasse nicht aus. Aus diesem Grund wurde die Spannungsregelung mithilfe eines Spannungsreglers mit geringer *dropout voltage* benutzt. Dieser benötigt einen Mindestspannungsabfall von lediglich 300mV[14] und reicht damit aus, um die gleichgerichtete Wechselspannung ausreichend zu stabilisieren. Außerdem lässt sich die Ausgangsspannung des Spannungsreglers durch die externe Beschaltung mit einem Spannungsteiler im Bereich von 1,24V bis 15V einstellen. Dazu erzeugt der Baustein mithilfe einer internen Referenzspannungsquelle einen 1,24V Spannungsabfall an Widerstand R12. Mithilfe des Widerstandes R11 kann man so die gewünschte Ausgangsspannung einstellen. Sie errechnet sich nach der Formel:

$$U_a = 1,24 \left(\frac{R11}{R12} + 1 \right) \quad (6.2)$$

6. Hardware

Verwendet man einen Spannungsregler mit veränderbarer Ausgangsspannung ergibt sich außerdem der Vorteil, dass man für den eventuellen zukünftigen Einsatz eines 3,3 V-Prozessors die Netzteilschaltung wiederverwenden kann, sofern man die Bauteilwerte an die neue geforderte Ausgangsspannung anpasst.

6.3. Potentiometerhardware

Die gesamte Steuerhardware besteht aus mehreren verschiedenen Ein- und Ausgabemodulen, die über I^2C -Bus oder analog miteinander kommunizieren:

- CPU-Modul
- Potentiometermodul
- Drehgebermodul.

Das entsprechende Blockschaltbild ist in Abbildung 6.14 abgebildet.

Das CPU-Modul übernimmt dabei die Kommunikation mit der Außenwelt über MIDI oder USB. Die entsprechende Software muss nach Anwenderwunsch angepasst werden. Außerdem übernimmt das Modul die Aufgabe des Busmasters für den I^2C -Bus. Zusätzlich gibt es einige I/O-Pins, die z.B. zum Schalten von Relais benutzt werden können.

Das Potentiometermodul setzt die Steuersignale in eine Widerstandsänderung um. Alternativ kann das Modul als Potentiometer – mit zwei Widerständen – oder als einzelner, veränderbarer Widerstand bestückt werden.

Die Eingabe erfolgt mit einem Inkrementalencoder (Drehgeber). Ein Mikrocontroller setzt die Zählimpulse in I^2C -Bus taugliche Signale um. Außerdem kann eine einfache Positionsrückmeldung mittels Leuchtdiode, die in ihrer Helligkeit mittels Pulsweitenmodulation verändert wird, erfolgen.

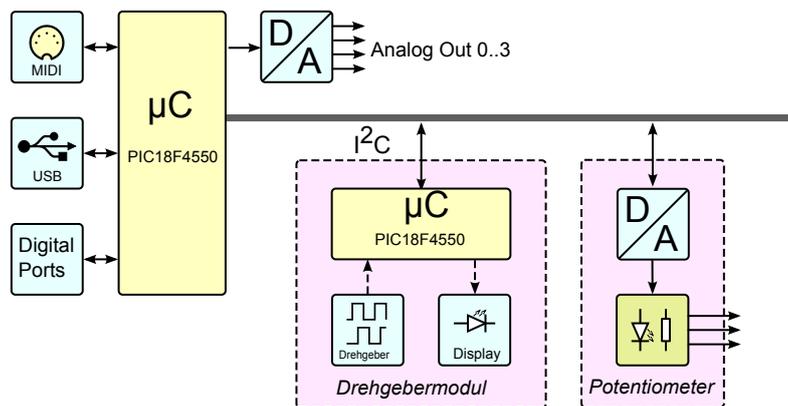


Abb: 6.14.: Blockschaltbild der Steuerhardware

6.3.1. Potentiometermodul

Im Potentiometermodul (*s101*), dessen Schaltplan auf Seite 121 zu finden ist, werden die Steuersignale, welche je nach Bestückungsvariante über den I^2C -Bus oder analog an die Elektronik übermittelt werden, ausgewertet und in den entsprechenden Widerstandswert übertragen. Dies erfolgt über zwei analoge Regler, welche die beiden Optokoppler ansteuern. Der Soll-Istwertvergleich erfolgt dabei über zwei Referenzwiderstände, welche jeweils im gleichen Optokopplergehäuse untergebracht sind.

Der Sollwert wird durch eine analoge Spannung repräsentiert: Eine Spannung von $0V$ entspricht dabei einer Schleiferstellung von 0° und eine Spannung von U_{ref} einer Schleiferstellung von 270° . Die Angabe der dazwischenliegenden Stellungswerte erfolgt linear. Sollte eine logarithmische oder eine andere Bahncharakteristik gewünscht werden, so muss dies durch die Anwendersoftware entsprechend berücksichtigt werden. Die Referenzspannung U_{ref} wird im Potentiometermodul aus der Betriebsspannung U_{DD} abgeleitet.

6. Hardware

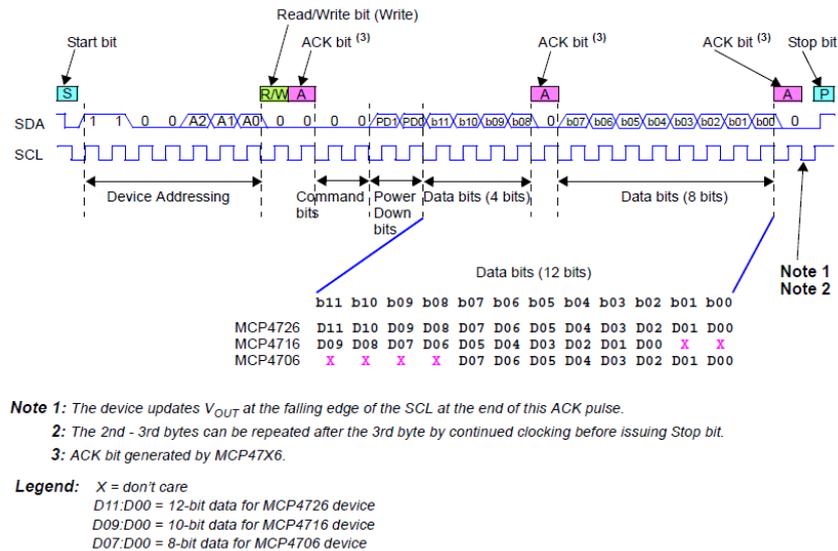


Abb. 6.15.: Kommunikationsprotokoll des Digital- Analogumsetzers [13, S. 50]

Für das Potentiometermodul sind mehrere verschiedene Bestückungsvarianten möglich. Im Folgenden wird die Maximalvariante besprochen. Sie findet dann Anwendung, wenn das Modul über den I^2C -Bus angesteuert werden sollte und ein komplettes Potentiometer mit beiden Teilwiderständen notwendig ist. Sollte nur ein veränderbarer Widerstand realisiert werden, so ist nur der Optokoppler OC_1 zu bestücken und der Teilwiderstand R_{B1} mit einer Drahtbrücke zu überbrücken. Will man eine analoge Steuerung des Potentiometers, so kann eine Steuerspannung an Pin 2 der Steckerleiste X_1 angelegt werden. In diesem Fall kann auf die Bestückung des ADCs verzichtet werden. Außerdem wird die Referenzspannung U_{ref} an Pin 3 von J_1 sowie an Pin 2 von J_2 herausgeführt. So lässt sich die extern erzeugte Stellspannung auf diese Spannung referenzieren.

Der Digital-Analog-Umsetzer IC_1 setzt die Steuersignale vom I^2C -Bus in die analoge Steuerspannung um. Es ist dabei die Type *mcp4726* vorgesehen. Der DAC hat eine Auflösung von 12 Bit.

Das Kommunikationsprotokoll zwischen I^2C -Bus und CPU ist in Abbildung 6.15 abgebildet. Die Auswahl des zu stellenden Potentiometers er-

folgt über eine 7 Bit lange Adresse. Dort sind die ersten 4 Bits vorgegeben. Auch die folgenden 3 Bits sind im DAC fest verdrahtet. Diese sind aber mit insgesamt 8 verschiedenen herstellerspezifisch vorgegebene Adressen bestellbar. Damit lassen sich in einem Komplettsystem maximal 8 verschiedene Mono- bzw. Stereopotentiometer adressieren.

Für die Referenzspannung des DACs stehen insgesamt 3 verschiedene Quellen zur Verfügung:

- Die Versorgungsspannung
- Die Spannung an Pin U_{ref}
- Die über einen internen Buffer gepufferte Spannung an Pin U_{ref} .

Es ist der letzten Variante der Vorzug zu geben, da der Quellwiderstand der Referenzspannungsquelle (D_1 parallel R_2) sehr hochohmig ist und der Widerstand des Leiternetzwerkes mit $210\ \Omega$ eine zu große Belastung darstellte.

Der Chip bietet außerdem die Möglichkeit, Daten im internen EEPROM abzuspeichern. Somit lassen sich die Potentiometerstelldaten bei jedem Wiedereinschalten des Verstärkers einfach wiederherstellen. Über die Konfigurationsbits, welche im zweiten Datenbyte übertragen werden, lassen sich die entsprechenden Schreibfunktionen sowie die Referenzspannungsquellen aussuchen.

Alternativ kann auch ein DAC der Type *mcp4725* bestückt werden. In diesem Fall darf die Brücke BR2 und der Keramikkondensator C5 nicht bestückt werden. Der Vorteil in der Verwendung dieses DACs liegt darin, dass zwei verschiedene Busadressen vom Anwender über den Zustand von Pin A0 ausgewählt werden können. Somit muss bei einem Tausch der Potentiometer nicht auf die Position und auf die Festadresse des DACs geachtet werden. Dazu wird der Zustand über eine zusätzliche Steuerleitung von einem freien Portpin des Hauptprozessors gesteuert. Nachteilig ist hier der größere Verdrahtungsaufwand, der Verlust von I/O-Pins und nicht zuletzt die fehlende Möglichkeit, eine andere Referenzspannung als die Betriebsspannung zu verwenden. Damit können die letzten 0,6 V des Ausgangsspannungsbereiches des DACs nicht sinnvoll genutzt werden. Dies entspricht bei 12 Bits Auflösung einem ungefähren Verlust der letzten 500 Spannungsstufen.

6. Hardware

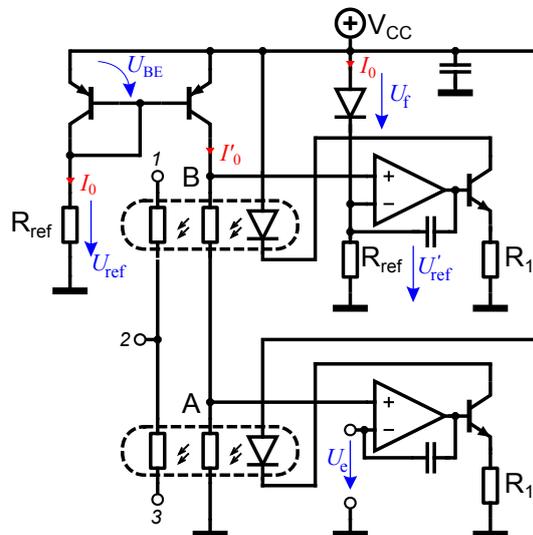


Abb: 6.16.: Prinzipschaltbild des Reglers

Abbildung 6.16 zeigt das Prinzipschaltbild des analogen Reglers. Es müssen insgesamt zwei Ist- und Sollwerte erzeugt und verglichen werden:

- Ein Teilwiderstand
- Der Gesamtbahnwiderstand.

Die Istwert-Erzeugung erfolgt über die zwei Referenzelemente R_{A1} und R_{B1} . Der Strom I_0 erzeugt einen Spannungsabfall von $U_{Soll,A}$ und $U_{Soll,B}$ an den Punkten A und B. Die Sollwerte der Spannungen sind dabei U_e sowie U_{ref} . Der Referenzstrom I_0 wird dabei vom über den Spannungsabfall R_{ref} erzeugt und über den Stromspiegel auf die Referenzfotzellen gespiegelt.

Im Dunkelzustand sind die Widerstandswerte und dementsprechend die Spannungsabfälle hoch. Der untere Regler erhöht den Strom durch die Leuchtdiode LED_A solange, bis die Spannung am Punkt A den Sollwert U_e erreicht hat.

Analog dazu regelt der obere Regler den Widerstandswert R_{B1} so nach, dass die Spannung am Punkt B gleich der Referenzspannung U_{ref} ist. Die

Referenzspannung U_{ref} ergibt sich aus der Betriebsspannung, der der Spannungsabfall der Basis-Emitter-Diodenstrecke U_{BE} des Transistors T_1 abgezogen werden muss.

$$U_{ref} = U_{DD} - U_{BE}$$

Bei einer Versorgungsspannung von ca. 5 V und einer angenommenen Basis-Emitterspannung von ca. 0,6 V ergibt sich eine Referenzspannung von ca. $U_{ref} \approx 4,4$ V. Da die Ströme I_0 und I'_0 ungefähr gleich groß sind – dies wird durch die Verwendung eines monolithischen Doppeltransistors der Type *BC857BS* erreicht – und die Spannung an Punkt B gleich U_{ref} ist, muß der Gesamtwiderstand der beiden Referenzwiderstände R_{A1} und R_{B1} gleich den Referenzwiderstand R_{ref} sein. Damit lässt sich der gewünschte Potentiometergesamtwiderstand durch Wahl des Referenzwiderstandswertes R_{ref} festlegen.

Für ein 100 k Ω -Potentiometer ergibt sich entsprechend ein Referenzstrom von:

$$I_0 = \frac{4,6 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega} = 46 \mu\text{A}$$

Um die Genauigkeit des Stromspiegels zu erhöhen, wird die Sollspannung des oberen Reglers über einen eigenen Referenzwiderstand und einer Si-Diode abgeleitet. Damit wird sichergestellt, dass der Stromspiegel nicht weiter belastet wird und keine weiteren Leckströme abfließen. Im Sinne einer hohen Genauigkeit sollten die Transistoren aus der höchsten Stromverstärkungsklasse gewählt werden.

Der Vorteil der beschriebenen Ausführungsvariante liegt in der Unabhängigkeit des Regelungsergebnisses von der Betriebsspannung.

Mit den Widerständen R_3 und R_4 lässt sich der Maximalstrom durch die LEDs begrenzen. Der Maximalstrom der eingesetzten LED der Type LS-K376 beträgt laut Datenblatt 30 mA und die Flussspannung beträgt typischerweise 2 V [11, S. 3]. Nimmt man nun für die Transistoren eine Sättigungsspannung $U_{CE,sat}$ von etwa 200 mV an, so ergibt sich ein maximaler Spannungsabfall an den Widerständen von $U_{R3,R4} \approx U_{DD} - U_{f,LED} -$

6. Hardware

$U_{CE,sat} = 2,8 \text{ V}$. Daraus errechnet sich der Widerstandswert mit $R = \frac{2,8 \text{ V}}{30 \text{ mA}} = 93,2 \Omega$. Der nächste Normwert ist 100Ω .

Mechanischer Aufbau

Die beiden Optokoppler werden diskret auf der Leiterplatte des Potentiometermodules aufgebaut. Die beiden LDRs werden um 90° abgewinkelt. Die beiden lichtempfindlichen Seiten schauen zueinander. Dazwischen ist eine rote GaP-LED mit breit streuender Linse angeordnet. Das Licht sollte die lichtempfindlichen Flächen möglichst homogen ausleuchten. Lokale Leuchtdichtenmaximas auf der Sensoroberfläche sollten vermieden werden. Diese können durch die Abstrahlcharakteristik der Linse entstehen. Deshalb wird der Zwischenraum mit Silikon ausgefüllt, um das Licht zu leiten und durch Streuung zu homogenisieren. Außerdem verbessert dies auch die mechanische Stabilität der Anordnung.

Das lichtdichte Kunststoffgehäuse ist mit Zweikomponentenepoxidharzkleber direkt auf die Leiterplatte geklebt. Es wird mit einem schwarzen Kunststoffdeckel, der innen mit weißem Papier beschichtet ist, verklebt und damit lichtdicht verschlossen. Da die Leiterplatte einseitig ausgelegt ist und daher lichtdurchlässige Stellen aufweist, muss die Oberfläche mit einem schwarzen Acryllack geschwärzt und damit lichtdicht gemacht werden. Eine Schnittzeichnung der Mechanik zeigt die Zeichnung [6.17](#).

Selektion

Die Funktion der Schaltung lebt von der Übereinstimmung der Charakteristik der beiden LDRs, die in einem Optokoppler zusammengefasst sind. Um diese sicherzustellen müssen die Bauteile selektiert werden. Dabei ist auf möglichst gleiche γ - und K -Werte der Widerstände zu selektieren (siehe Kapitel [5](#) auf Seite [66](#)). Eine vorteilhafte Messanordnung erzeugt drei Messwerte: einen für den Hellwiderstand und zwei für kleine Beleuchtungswerte, also im Widerstandsbereich von $100 \text{ k}\Omega$.

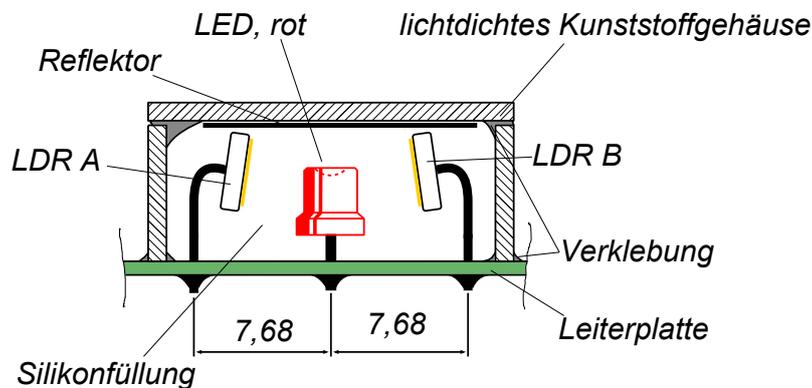


Abb: 6.17.: Schnittzeichnung eines Doppel-Optokopplers

Als Lichtquelle dient eine rote Leuchtdiode, die von einer aus einem OPV und einem Transistor gebildeten, umschaltbaren Präzision-Stromquelle angesteuert wird. Die Leuchtdiode ist dabei an der Stirnseite eines mit einem Deckel verschließbarem, zylindrischem Kunststoffgefäß (Filmdose) angebracht. Das Gefäß muss lichtdicht sein, um störende Lichtquellen aus der Umgebung abzuschirmen. Die Stromquelle kann alternativ auch mit einer Gleichspannung gestellt werden. Dies ermöglicht eine Automatisierung des Zeitverlaufes der Messung und damit eine Erhöhung der Genauigkeit.

Der zu selektierende LDR wird auf den Deckel des Gefäßes befestigt. Dies geschieht mittels zweier im Rastermaß angebrachter 0,8 mm-Bohrungen, die den LDR auf Position halten und eine Kontaktierung eines Ohmmeters von außen ermöglichen. Dabei müssen Vorkehrungen getroffen werden, um den Eintritt von Streulicht durch diese Bohrungen zu verhindern.

Die Auswirkungen des Memoryeffektes lassen sich verringern, wenn zuerst die Messung des Hellwiderstandes vorgenommen wird. Der Wert wird nach einer festgelegten Beleuchtungszeit abgelesen. Je nach Type der zu selektierenden LDR sind unterschiedliche Zeiten von Vorteil. Alle der im Rahmen dieser Diplomarbeit selektierten LDRs wurden nach 2 Minuten Belichtungszeit gemessen. Danach werden erst die anderen beiden Punkte gemessen, und zwar in absteigender Beleuchtungsintensität. Die Werte werden jeweils 2 Minuten nach Veränderung der Beleuchtungsstärke abge-

6. Hardware

lesen. Im Anhang A auf Seite 137 finden sich die Messwertetabellen für 30 selektierte LDRs.

6.3.2. Drehgebermodul

Der Schaltplan des Drehgebermodules ist auf Seite 125 zu finden. Sein Kernstück (*s102*) ist ein Mikrocontroller der Type *PIC12LF1840*. Er hat insgesamt 8 Pins: 2 Pins werden als Eingänge für den Drehgeber benötigt, ein Pin als Eingang für den Taster des Drehgebers. Somit bleibt ein Portpin über, mit der eine Positionsrückmeldung realisiert werden kann. Um die Eingriffe auf die Frontplatte gering zu halten, wird hier eine Positionsrückmeldung realisiert, die nur auf einer Leuchtdiode basiert. Sie wird vom Prozessorinternen Pulsweitenmodulator in ihrer Helligkeit moduliert.

Eine genaue Positionsrückmeldung ist mit dieser Lösung nicht möglich. Im Falle von Instrumentalverstärkern stellt dies normalerweise keinen Nachteil dar, da hier die Bedienung ohnehin intuitiv erfolgt. Hier zählt der Vorteil der geringen Eingriffe auf die Frontplatte mehr, insbesondere bei der Umrüstung von klassischen Verstärkern aus den 1950–1970er Jahren, die einen nicht unbeträchtlichen Sammlerwert haben können.

Der Inkrementalgeber *SW1* ist an den Portpins *RA3-RA5* angeschlossen. Die Veränderung des Zustandes an *RA5* löst einen Interrupt aus. Die Software fragt in der Interruptserviceroutine den Zustand der beiden Eingänge *RA4* und *RA5* ab. Ihr Zustand entscheidet über die Drehrichtung des Drehgebers – entsprechend wird die Zustandsvariable, die den aktuellen Stand des Potentiometers speichert, inkrementiert oder dekrementiert.

Der Prozessor ist über I^2C mit der Hauptplatine verbunden. Das Drehgebermodul ist dabei als Slave konfiguriert und schickt den Wert der Zustandsvariable nur auf Abfrage, die im Pollingverfahren vom Hauptprozessor aus erfolgt.

Eine um 4 nach rechts verschobene Kopie der 12-Bit Zustandsvariable befindet sich im Pulsweitenregister. Damit wird die Leuchtdiode linear mit der virtuellen Potentiometerstellung in ihrer Helligkeit moduliert.

Aufgrund der geringen Pin-Anzahl des Prozessors müssen die Pins für die Programmierschnittstelle *ICSP*, über die der Flash-Programmspeicher geschrieben und gelesen werden kann, mit anderen Funktionen geteilt werden. Über ein spezielles Adapterkabel werden die Signale entsprechend der *MICROCHIP*-Standardbelegung umgesetzt.

6.3.3. Hauptplatine

Die Hauptplatine (*s100*) bildet das Herzstück der Potentiometerhardware. Der Schaltplan und das Layout ist im Anhang A auf Seite 117 abgebildet. Das Board ist mit einem Mikrocontroller *PIC18F4550* bestückt. Es besitzt mehrere I/O-Schnittstellen:

- eine USB-Schnittstelle
- eine MIDI-In und MIDI-Out-Buchse
- den *I²C*-Bus zur Kommunikation mit der Peripherie
- Parallelport

Die USB-Schnittstelle kann nach Anwenderwunsch bestückt werden.

Die MIDI-Schnittstelle besteht aus einer MIDI-In und einer MIDI-Out-Buchse. Die MIDI-In-Buchse ist über den Darlington-Optokoppler *OK1* mit dem internen *EUSART* (*Enhanced Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*) des Prozessors verbunden. Die $220\ \Omega$ -Widerstände *R1-R3* stellen die korrekten, normgerechten Impedanzen für die Schnittstelle her. Die Verbindung mit den beiden fünfpoligen DIN-Buchsen erfolgt über Steckleiste *X7*.

Die Kommunikation mit den Peripherieboards (*s101*, *s102*) erfolgt über die Steckleiste *X6*. Die Pins 1 und 5 dienen der Spannungsversorgung der Peripherie mit 5 V. Die Pins 2 und 3 verbinden die Daten und den Clock des *I²C*-Busses. Der Prozessor ist als Masterdevice für das im Pollingverfahren ausgeführte Abfragen der momentanen Potentiometerstellungen zuständig. Wird diese verändert, so wird dies den jeweiligen Potentiometermodul mitgeteilt.

Die Potentiometermodule bekommen noch die Signale *RDo-RD3* auf den Pins *X6-4*, da in der vorliegenden Ausführung (Bestückungsvariante mit

6. Hardware

den DAC der Type *mcp4725*) noch die zusätzliche Adressoption *Ao* notwendig ist. Somit entscheidet der Logikpegel an diesen vier Pins, welcher der vier Potentiometer beschrieben werden sollte. Die notwendige Verdrahtung erfolgt extern über einen Kabelbaum, der die Verbindung zwischen den Pinheader *X5* und *X6* herstellt.

Neben diesen vier Prozessor-I/O-Pins sind noch die restlichen Portpins des Ports *RD*, *RD4*–*RD7* auf der auf der Leiste *X6* sowie das Port *RA0*–*RA4* und *RE0*–*RE2* auf der Leiste *X4* ausgeführt.

Für alternative Verwendungszwecke wurde im Layout auch die Bestückungsvariante mit einem Spannungsregler der Type *7805* vorgesehen. Diese wird hier nicht bestückt. Somit können auch die Kondensatoren *C1* und *C2* entfallen. Die Pins *IN* und *OUT* des Spannungsreglers müssen in diesem Fall mit einer Drahtbrücke verbunden werden.

7. Messungen

Um die Eignung der optisch gesteuerten Potentiometer für Audioschaltungen unter Beweis zu stellen, werden Klirrfaktormessungen bzw. THD-Messungen durchgeführt. Dazu wird das Potentiometer auf verschiedene Dämpfungen (0 dB, -3 dB, -6 dB, -12 dB, -18 dB und -24 dB) eingestellt und mit sinusförmigen Messsignalen verschiedener Pegel (0 dBu, +6 dBu, +12 dBu, +18 dBu und +22 dBu) beaufschlagt. Alle Messungen werden mit einer Frequenz von 1 kHz durchgeführt; Zusätzlich wird eine Messreihe mit einer Generatorfrequenz von 10 kHz und eine weitere mit einer Generatorfrequenz von 100 Hz durchgeführt. Neben dem Gesamtklirrfaktor werden exemplarisch einige Spektren in Form von Balkendiagrammen aufgezeichnet. Damit lässt sich die Zusammensetzung der Oberwellen analysieren. Dies ist besonders interessant, da aufgrund der Unipolarität der Fotowiderstände und der Gleichspannungsfreiheit der Messsignale vor allem mit symmetrischen Verzerrungen und damit ungeradzahlig-harmonischen Oberwellen zu rechnen ist.

7.1. Messaufbau

Die Schaltung des Messaufbaues ist in Abbildung 7.1 abgebildet. Ein optisch gesteuertes Potentiometer mit einem Gesamtbahnwiderstand von 100 k Ω wird dabei als Pegelsteller benutzt. Die Stellspannung wird analog von einem Labornetzgerät bereitgestellt. Sie kann in einem Bereich von 0 V-7 V variiert werden. Die Versorgungsspannung von 5 V wird ebenfalls von diesem Labornetzgerät bereitgestellt.

Als Audioanalysator steht ein Gerät der Type *UPL* der Firma RHODE UND SCHWARZ zur Verfügung. Als Signalquelle wird der *Ultra Low Distorsion-*

7. Messungen

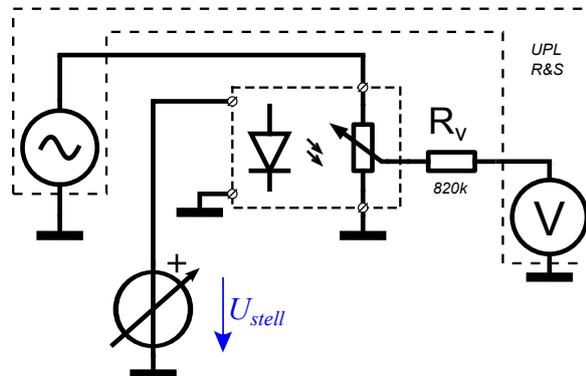


Abb: 7.1.: Messschaltung für die THD-Messung

Generator benutzt. Alle Messungen mit Ausnahme der Messungen mit 10 kHz-Signalfrequenz werden mit dem 22 kHz-Analysator gemessen. Die Messung mit 10 kHz-Signalfrequenz wird mit dem 110 kHz-Analysator durchgeführt. Alle Messungen werden mit einem Analysatoreingangswiderstand von 200 k Ω vorgenommen. Der Eingang des Analysators wird mit einem 820 k Ω -Metallschichtwiderstand entkoppelt, da der Eingangswiderstand parallel zu dem zu messenden Potentiometer liegt und so die Messung zu stark beeinflussen würde. Damit wird der Eingangswiderstand auf etwa 1 M Ω erhöht – dies geschieht zu Lasten des Signal- Rauschverhältnisses, welches so durch eine vorherige Messung ohne Potentiometer bestimmt wird.

Die gesamte Verkabelung erfolgt unsymmetrisch mit Koaxialkabeln und entsprechenden Adaptern, die die BNC-Steckverbinder der Kabel auf die XLR-Buchsen des Audioanalysators umsetzen.

7.2. Messablauf

Der gesamte Messaufbau wird ohne Potentiometer vermessen, um eine Referenz der durch den Vorwiderstand verursachten Dämpfung zu erhalten. Bei 0 dBu Eingangspegel ergibt sich eine Dämpfung von -11,736 dB und ein THD von -98 dB. Die verschiedenen Dämpfungswerte des Pegelstellers

7.3. Messergebnisse

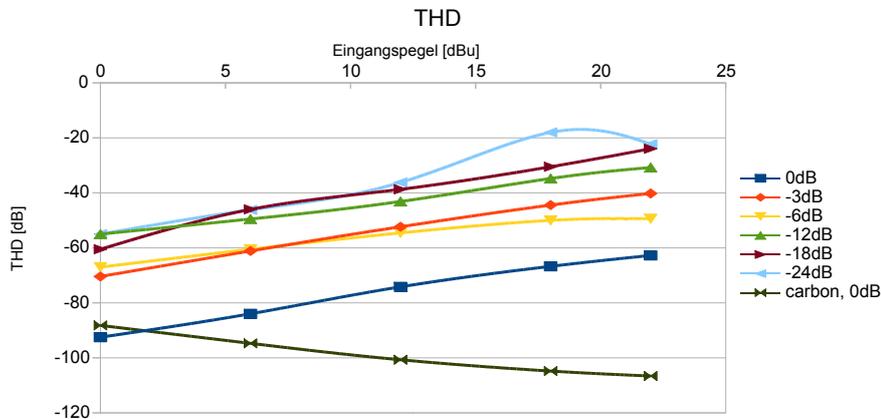


Abb: 7.2.: THD vs. Generatorpegel, 1000 Hz

werden durch variieren der Stellspannung U_{stell} vorgegeben. Durch Wahl des Generatorpegels von +11,76 dBu, das entspricht einer Spannung von $3 V_{eff}$, kann man die eingestellte Potentiometerdämpfung in Form des Eingangspiegels des Analysators direkt ablesen.

Danach werden die Messreihen bei den Generatorpegeln von 0, +6, +12, +18 und +22 dBu sowie den Dämpfungswerten von 0, -3, -6, -12, -18 und -24 dB durchgeführt und jeweils der gesamt THD sowie der Analysatoreingangspiegel aufgezeichnet.

7.3. Messergebnisse

Die Messergebnisse sind in Abbildung 7.2 zusammengefasst. Die genauen Messdaten sind im Anhang B auf Seite 141 zu finden. Jede Kurve repräsentiert dabei einen eingestellten Dämpfungswert. Alle Messungen wurden mit einer Generatorfrequenz von 1 kHz gemessen. Man erkennt – wie zu erwarten – eine deutliche Abhängigkeit der Verzerrungen vom Eingangspiegel sowie von der Dämpfung des Pegelstellers. So sind die Kur-

7. Messungen

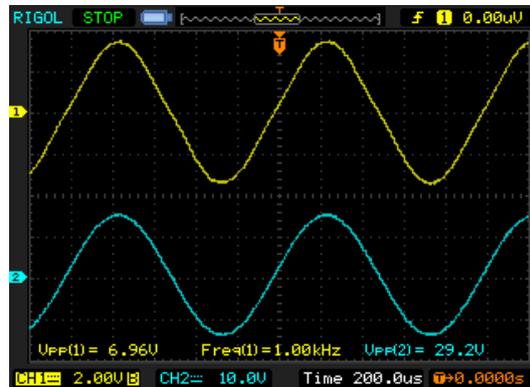


Abb: 7.3.: Ein- und Ausgangssignal eines LDR-Potis mit 22 dBu Eingangssignal (1 kHz) und einer Dämpfung von 12 dB

ven für 0 dB Dämpfung nur unwesentlich über der Empfindlichkeit des Audioanalysators. Mit steigender Dämpfung erhöht sich der Klirrfaktor erwartungsgemäß und findet bei -18 dB Dämpfung und einem Eingangspegel von 22 dBu mit -22 dB sein Maximum. Bei der Vergleichsmessung mit einem 100 k Ω -Kohleschichtpotentiometer ergibt hier sich ein THD von -83 dB. Damit liegt die vom optisch gesteuerten Potentiometer verursachten THD-Werte um 60,7 dB über dem Vergleichswert. Bei kleinen Eingangsspannungen reaktiviert sich dieser große Unterschied aber. Bei 0 dBu Eingangsspannung beträgt der Unterschied zwischen LDR- und Kohleschichtpotentiometer zwischen -4 dB (das heißt, der THD des LDR-Potis liegt sogar unter jenem des Kohleschichtpotentiometers) und 21 dB. Der THD-Wert wird dabei aber niemals größer als -55 dB, was für die Beabsichtigte Anwendung in Röhrenverstärkern noch in jedem Fall als akzeptabel gelten kann. Näheres zum Vergleich LDR- und Kohleschichtpotentiometer kann man auch aus der Kurvenschar 7.2 entnehmen, in dem eine Vergleichskurve für das Kohleschichtpotentiometer eingezeichnet ist.

Besonders interessant ist die spektrale Verteilung der Oberwellen. Exemplarisch sind in Abbildung 7.3 zwei Balkendiagramme mit den Oberwellen aus zwei Messungen zu sehen. Man erkennt die Dominanz der ungeradzahlig harmonischen Verzerrungen, insbesondere der k_3 . Dies ist ein Resultat der Unipolarität der Fotowiderstände und der Gleichspannungsfreiheit

7.3. Messergebnisse

der Signalwechselspannungen. In Abbildung 7.3 ist ein Oszillogramm einer um 12 dB gedämpften Sinusschwingung zu sehen: deutlich treten die Signalverformungen im Bereich des Nulldurchgangs zutage.

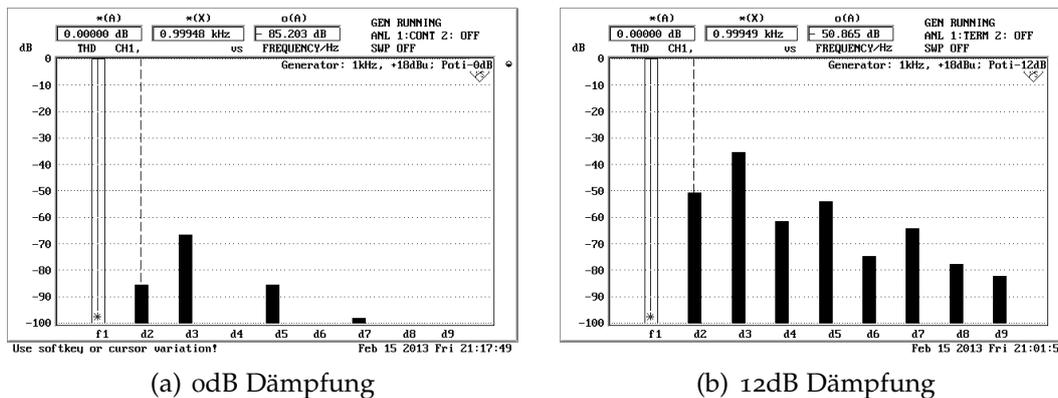


Abb: 7.4.: Oberwellenspektrum eines 100 kΩ-Potentiometers bei verschiedenen Dämpfungen

Eine Messreihe wurde mit drei verschiedenen Generatorfrequenzen bei 6 dB Dämpfung aufgezeichnet:

Tabelle 7.1.: Messwerte Frequenzgang

| Frequenz | THD | Pegel |
|----------|----------|------------|
| 100 Hz | -61,4 dB | -17,64 dBu |
| 1 kHz | -67 dB | -17,82 dBu |
| 10 kHz | -53,4 dB | -23,25 dBu |

Erwartungsgemäß zeigt sich bei der Messung mit 100 Hz Generatorfrequenz nur eine geringe Änderung gegenüber der Messung mit 1000 Hz. Der etwas schlechtere Wert für die THD ist auf die größere Messbandbreite des Analysators mit 22 kHz zurückzuführen. Bei der Messung mit 10 kHz zeigen sich bereits eine deutliche Dämpfung von 5,4 dB, die auf die Tiefpasswirkung des Potentiometerwiderstandes in Verbindung mit dem Messwiderstand, den Analyatoreingangswiderstand und den parasitären Kapazitäten von Kabel, Analysator und Potentiometer zurückzuführen ist.

8. Schlussbemerkungen und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurden neuartige, auf Basis zweier analoger Optokoppler realisierte Potentiometer vorgestellt. Die Optokoppler besitzen doppelte, resistive Ausgangselemente, die mit lichtabhängigen Widerständen realisiert wurden. Durch die doppelten Ausgangselemente lässt sich einer der beiden als Referenzwiderstand benutzen. Die ursprüngliche Idee einer Steuerung auf Basis der physikalischen Kenntnisse der Bauteile und einer Temperaturmessung musste verworfen werden, da die Fotowiderstände eine große Zahl von ungünstigen Eigenschaften wie Temperaturabhängigkeiten aufweisen.

In dieser Arbeit wurde ein Entwurf vorgestellt, mit dem sich diese optisch steuerbaren Potentiometer digital ansteuern lassen. Außerdem wurde ein Messverfahren für die Selektion der Bauteile vorgestellt. Diese Selektion ist von größter Wichtigkeit, denn nur die genaue Paarung ermöglicht eine exakte Widerstandswertvorgabe. Die Bauteile wurden auf Ihre audiotekhnische Anwendbarkeit hin durch Klirrfaktormessungen qualitativ bewertet. Hier zeigte sich, dass die Potentiometer besonders bei höheren Dämpfungen und entsprechend hohen Eingangspegeln ausgeprägte 2. harmonische Oberschwingungen aufweisen. Im Vergleich zu elektromechanischen Potentiometern des gleichen Widerstandswertes zeigte sich eine deutliche Verschlechterung des Gesamtklirrfaktors insbesondere für große Eingangsspannungen. Für Audiosignalpegel um 0 dBu sind aber nur geringe Unterschiede feststellbar. Insgesamt sind die schlechteren THD-Werte in Vergleich zu Kohleschichtpotentiometern für den beabsichtigten Einsatz in Röhrenverstärkern, in dem Verzerrungen vom Anwender eher toleriert werden – im Normalfall vernachlässigbar.

8. Schlussbemerkungen und Ausblick

Durch die Konstruktion eines Röhrenverstärkers für Gitarren wurde die Einsetzbarkeit praktisch unter Beweis gestellt. Durch diese Schaltungstechnik lässt sich der Aufbau von Instrumentalverstärkern maßgeblich vereinfachen, da die häufig eingesetzte Mehrkanaligkeit aufgrund der Möglichkeit, Parameter abzuspeichern nicht mehr notwendig ist. Komplettiert wurde das Gesamtsystem durch ein Controllerboard, welches neben der Ansteuerung der Potentiometer auch noch eine MIDI-Schnittstelle sowie eine USB-Schnittstelle aufweist.

Für den kommerziellen Einsatz muss aber noch ein Redesign der Boards erfolgen. Insbesondere die mechanische und optische Lösung der Optokoppler muss neu überdacht und entworfen werden. Dazu zählt auch eine Automatisierung des Selektionsprozesses der Fotowiderstände.

Weiters sollte das Gesamtsystem ausgebaut werden, um eine größere Vielfalt an Kundenwünschen abdecken zu können: so sind alternative Ein- und Ausgabemodule wie Displays und Tastenfelder denkbar. Eine fertige Softwarelösung für die Kommunikation von Potentiometermodulen und potentiellen Endgeräten wie PC oder Tablets via USB sind ebenso anzudenken.

Für die Zeit nach dem 31. Dezember 2013, an dem die Ausnahmeregelung der ROHS für den Einsatz von Cadmium in audiotechnischen Geräten ausläuft, muss ein adäquater Ersatz auf Basis eines alternativen Halbleitermaterials gefunden werden, sofern ein Vertrieb der Potentiometer innerhalb der Europäischen Union angestrebt wird.

Appendix

Literatur

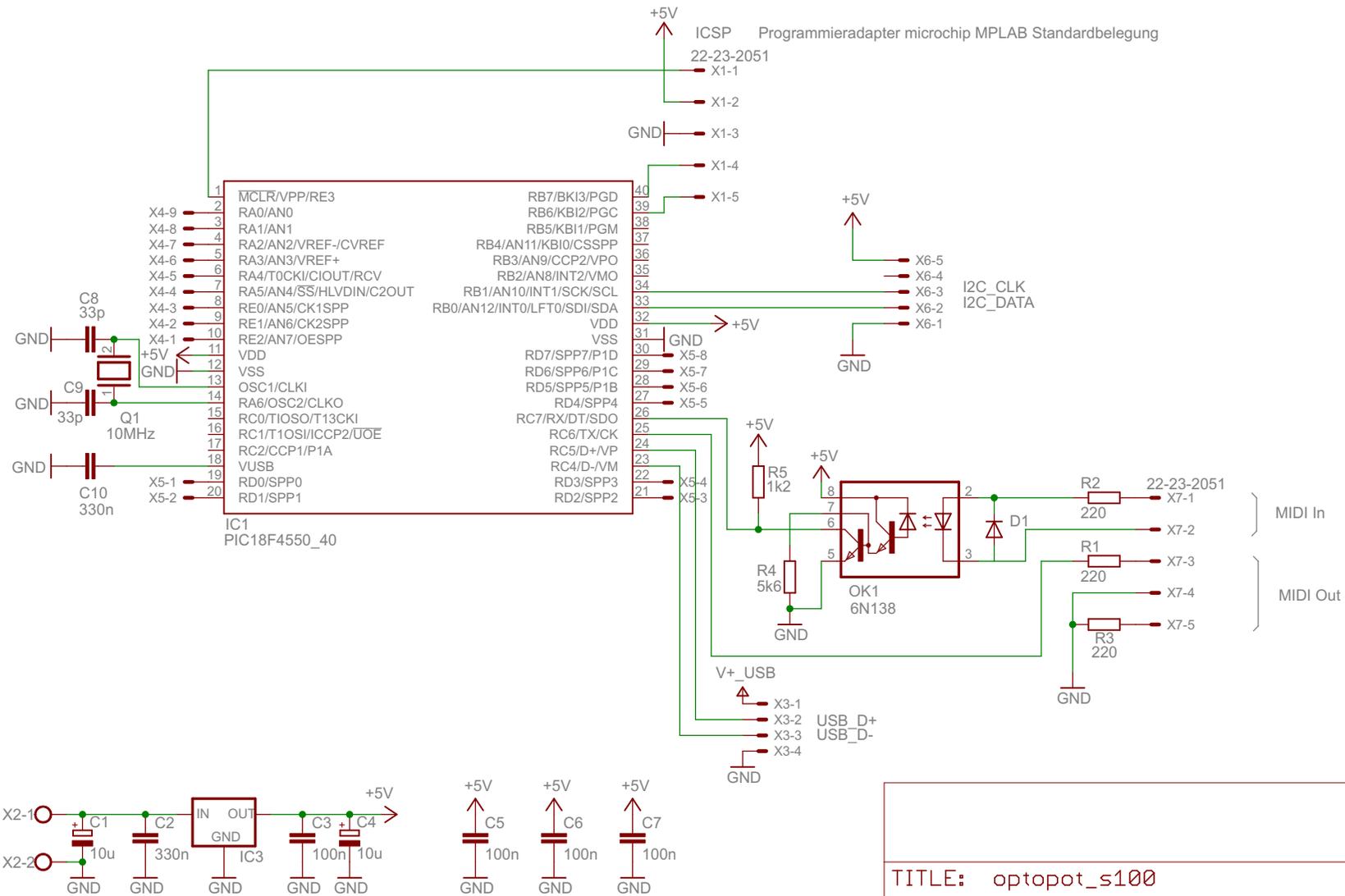
- [1] Institut für Arbeitsschutz der Deutschen Gesetzlichen Unfallversicherung. URL: <http://gestis.itrust.de> (siehe S. 50).
- [2] Heinrich Barkhausen. *Elektronenröhren*. Bd. Band 1. S. Hierzel, Leipzig, 1924 (siehe S. 38).
- [3] Joachim Bergmann Ludwig; Hänslers. »Lichtelektrische Untersuchungen an Halbleitern«. In: *Zeitschrift für Physik* 100 (1936), S. 50–79 (siehe S. 55).
- [4] *Directive 2002/95/EC*. European Union (siehe S. 51).
- [5] A. Einstein. *Über einen die Erzeugung und Verwandlung des Lichtes betreffenden heuristischen Gesichtspunkt*. J. Barth, 1905 (siehe S. 11).
- [6] JJ Electronics. *ECC83S Tube Data Sheet*. JJ Electronics (siehe S. 39, 40, 75).
- [7] Thomas Hillenbrand u. a. *Datenblatt Cadmium*. Sep. 2006. URL: <http://www.umweltdaten.de/wasser/themen/stoffhaushalt/cadmium.pdf> (siehe S. 49, 50).
- [8] J. H. Jeans. »On the partition of energy between matter and Aether«. In: *Phil. Mag* 10 (1905), S. 91–98 (siehe S. 11).
- [9] R. zur Linde. *Audio und Gitarrenschaltungen mit Röhren*. Elektor, 1993 (siehe S. 48).
- [10] *LM78XX/LM78XXA 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator*. fairchild semiconductors. Aug. 2012 (siehe S. 91).
- [11] *LS K376 Hyper ARGUS®LED*. Siemens AG, Semiconductor Group. Dez. 1998 (siehe S. 97).
- [12] *MCP414X/416X/424X/426X*. B. Microchip Technology Inc. Dez. 2008 (siehe S. 2).

Literatur

- [13] *MCP4726 Data Sheet*. Revision 1. Microchip Technology Inc. Feb. 2011 (siehe S. 94).
- [14] *MIC29310/29312*. MICREL, INC. Nov. 2006 (siehe S. 91).
- [15] *Modular Potentiometers with Cermet (P11) or Conductive Plastic Elements (PA11)*. Document Number: 51031. Vishay Sfernice. Juni 2002 (siehe S. 1, 9).
- [16] *NSL-32SR2 Optocoupler data sheet*. Silonex Inc. (siehe S. 64, 65).
- [17] *NSL-32SR3 Optocoupler data sheet*. Silonex Inc. (siehe S. 64, 65, 76).
- [18] R. Paul. *Optoelektronische Halbleiterbauelemente*. Teubner Studienskripten Physik. Vieweg+Teubner Verlag, 1992. ISBN: 9783519100966 (siehe S. 26, 27).
- [19] *Photoconductive Cells and Analog Optoisolators (Vactrols)*. Perkin Elmer Optoelectronics, 2001 (siehe S. 57–59, 62, 63).
- [20] L. Rayleigh. »Remarks upon the Law of Complete Radiation«. In: *Phil. Mag* 49 (1900), S. 539–540 (siehe S. 11).
- [21] *Verordnung (EG) Nr. 1272/2008*. European Union (siehe S. 49).
- [22] Willy Wien. »Ueber die Energievertheilung im Emissionsspectrum eines schwarzen Körpers«. In: *Annalen der Physik* 294 (1896), S. 662–669 (siehe S. 11).
- [23] C. Winstel G. und Weyrich. *Optoelektronik II: Photodioden, Phototransistoren, Photoleiter und Bildsensoren*. Halbleiter-Elektronik. Springer, 1986. ISBN: 9783540095989 (siehe S. 18, 26).

Anhang A.

Fertigungspläne



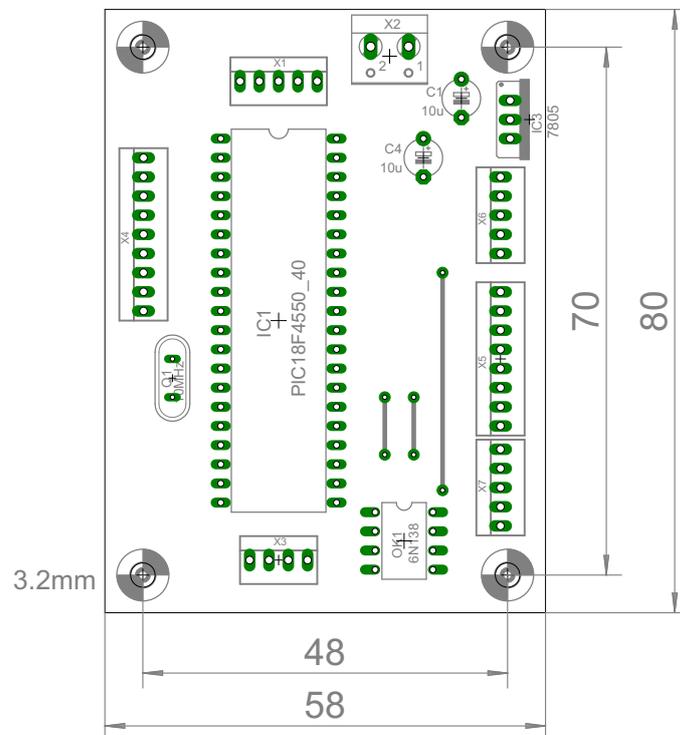
TITLE: optopot_s100

Document Number:

REV:

Date: 10.02.2013 22:24:31

Sheet: 1/1



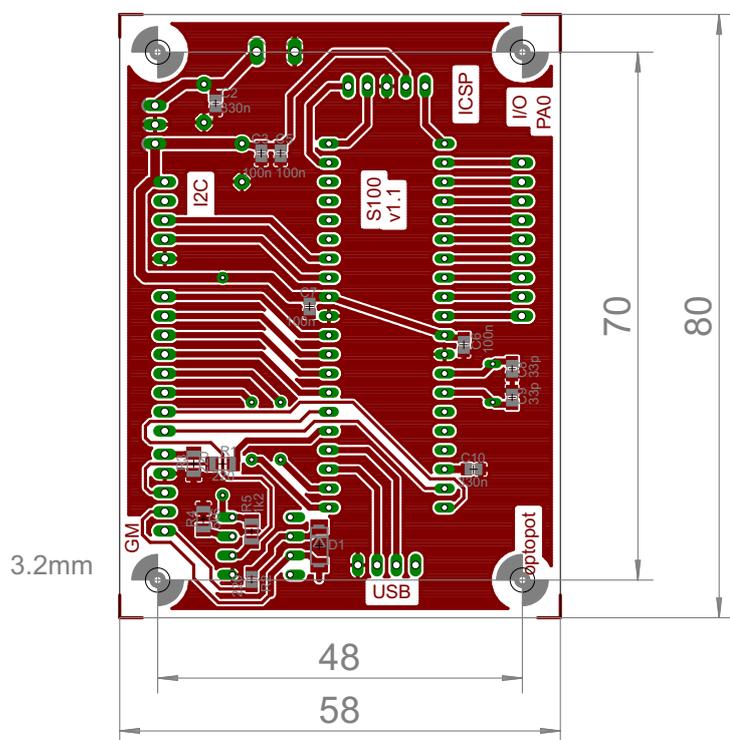
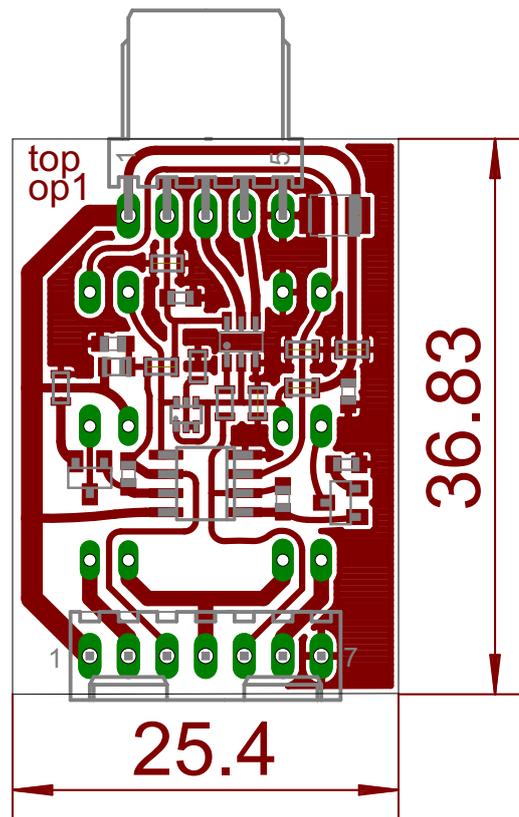


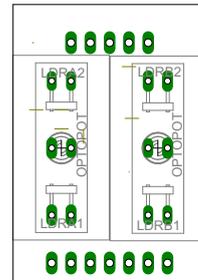
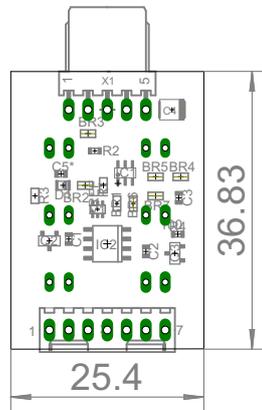
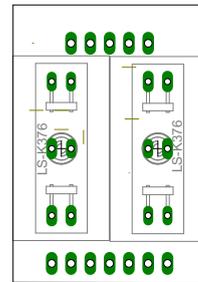
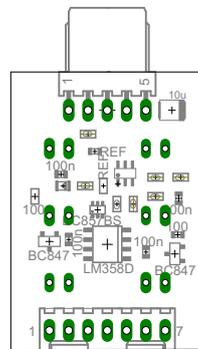
Tabelle A.1.: Stückliste Hauptmodul s100

| Menge | Wert | Bezeichnung | Bauteile |
|-------|----------------------|------------------------------|----------------|
| 1 | 7805 | Spannungsregler | IC3* |
| 1 | LL4148 | DIODE-DO214AA | D1 |
| 1 | W237-102 | X2 | |
| 1 | 1k2 | R-EU_R1206 | R5 |
| 1 | 5k6 | R-EU_R1206 | R4 |
| 1 | 6N138 | 6N138 | OK1 |
| 1 | 10MHz | XTAL/S | Q1 |
| 2 | 10u | Kondenstator, tantal, EUE5-5 | C1*, C4 |
| 1 | | Stiftleiste, gerade | X1 |
| 1 | MOLEX KK-Serie 4-Pol | Header, gerade | X3 |
| 2 | MOLEX KK-Serie 5-Pol | Header, gerade | X6, X7 |
| 1 | MOLEX KK-Serie 8-Pol | Header, gerade | X5 |
| 1 | MOLEX KK-Serie 9-Pol | Header, gerade | X4 |
| 2 | 33p | KERKO Co805 | C8, C9 |
| 4 | 100n | KERKO Co805 | C3, C5, C6, C7 |
| 3 | 220 | Chipwiderstand Ro805 | R1, R2, R3 |
| 2 | 330n | KERKO Co805 | C2*, C10 |
| 1 | PIC18F4550_40 | Microcontroller | IC1 |
| 1 | 40-Pol | IC-Sockel | IC1 |
| 1 | 40-Pol | IC-Sockel | OK1 |



Potentiometermodul s101 Ansicht TOP

Maßstab 1:2

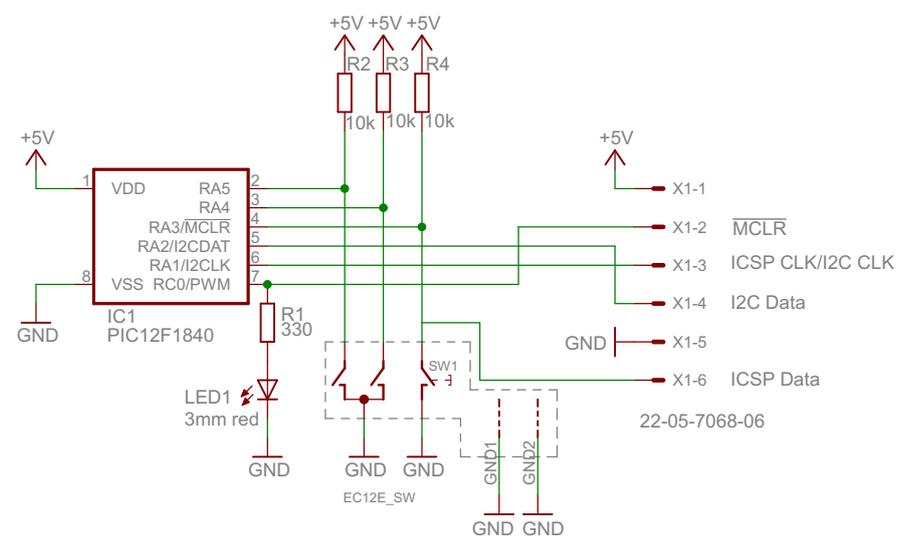
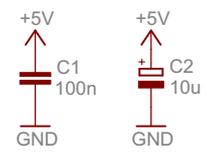


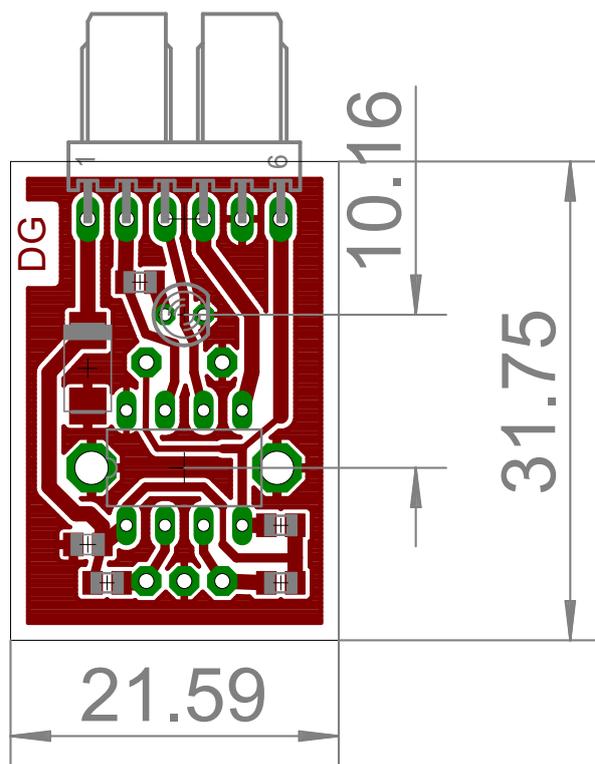
TOP

Bottom

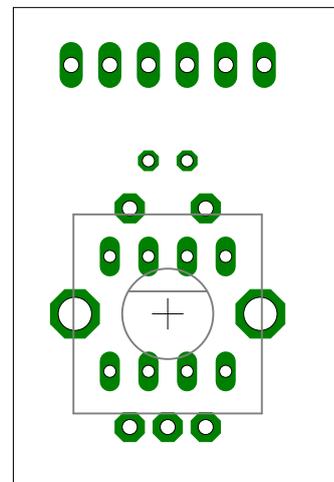
Tabelle A.2.: Stückliste Potentiometermodul s101

| Menge | Wert | Bezeichnung | Bauteile |
|-------|------------------|--------------------------|---------------------------------------|
| 2 | 33n | KERKO Co603 | C1, C2 |
| 1 | LL4148 | Diode | D1 |
| 7 | oR | Drahtbrücke MELF0102R | BR1, BR2*, BR3, BR4, BR5, BR6, BR7 |
| 1 | 10u | Kondensator, tantal SMCB | C4 |
| 1 | 22-05-7058-05 | 22-05-7058-05 | X1 |
| 1 | 22-27-2071-07 | 22-27-2071-07 | X2 |
| 2 | 100R | Chipwiderstand Ro603 | R3, R4 |
| 2 | 100n | KERKO Co603 | C3, C5* |
| 2 | BC847 | Transistor | Q2, Q3 |
| 1 | BC857BS | Doppeltransistor | V1 |
| 1 | LM358D | LM358D | IC2 |
| 2 | OPTOPOT | Optokoppler | OC1, OC2 |
| 2 | LS-K376 | LED, rot | |
| 2 | | LDR | |
| 1 | REF | Chipwiderstand Ro603 | R1, R2 |
| 1 | mcp4726/mcp4725* | MCP4725 | IC1 |





Ansicht TOP

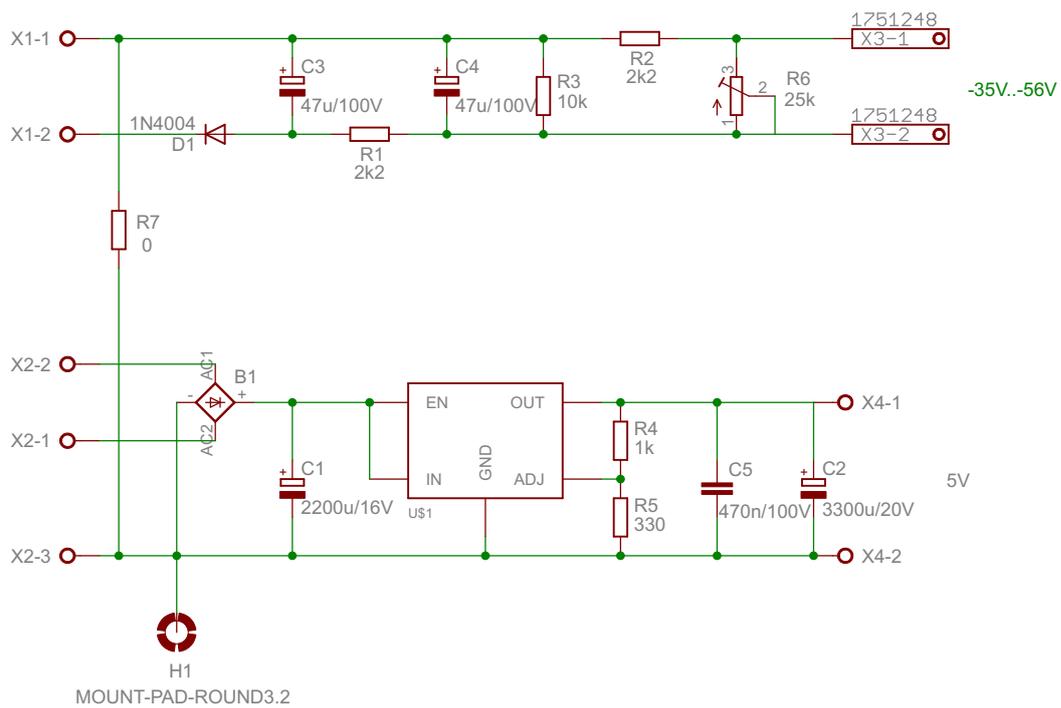


Ansicht Bottom

Maßstab 1:2

Tabelle A.3.: Stückliste Drehgebermodul s102

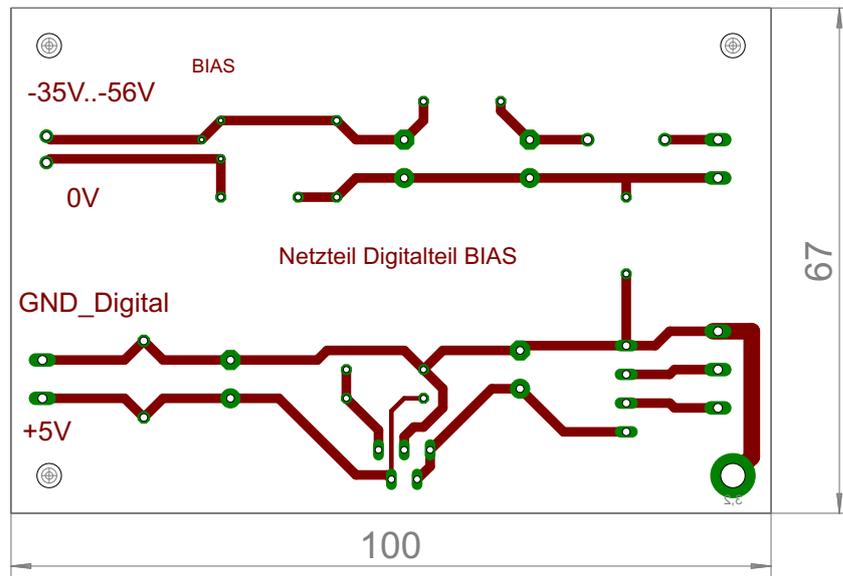
| Menge | Wert | Bezeichnung | Bauteile |
|-------|-----------------|-----------------------|------------|
| 1 | 3mm, grün | LED | LED1 |
| 3 | 10k | Chipwiderstand Ro805 | R2, R3, R4 |
| 1 | 10u | Kondensator, TantalCC | C2 |
| 1 | MOLEX KK, 6-Pol | Header, abgewinkelt | X1 |
| 1 | 100n | KERKO Co805 | C1 |
| 1 | 330R | ChipwiderstandRo805 | R1 |
| 1 | EC12E_SW | Inkrementaldrehgeber | SW1 |
| 1 | PIC12F1840 | Microcontroller | IC1 |



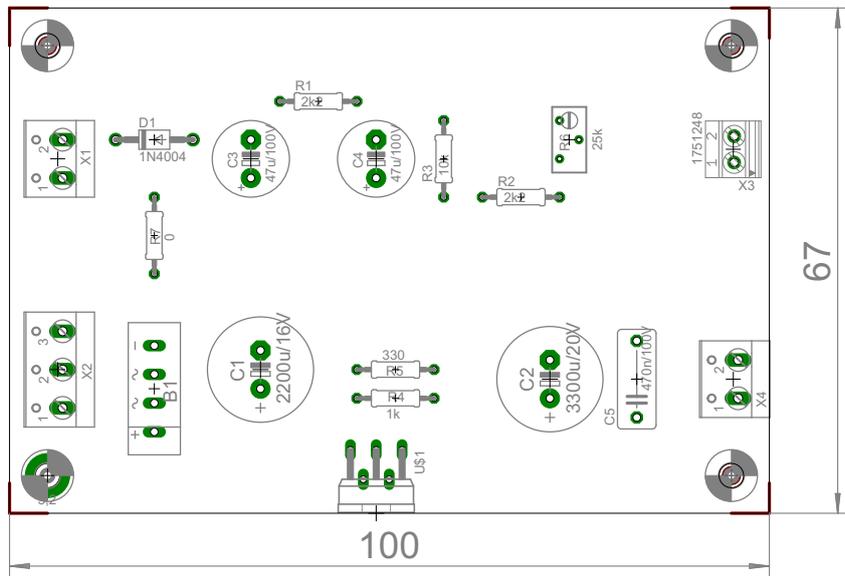
Date: 10.02.2013 23:23:08

TITLE: Röhrenamp_netzteil

Sheet: 1/1



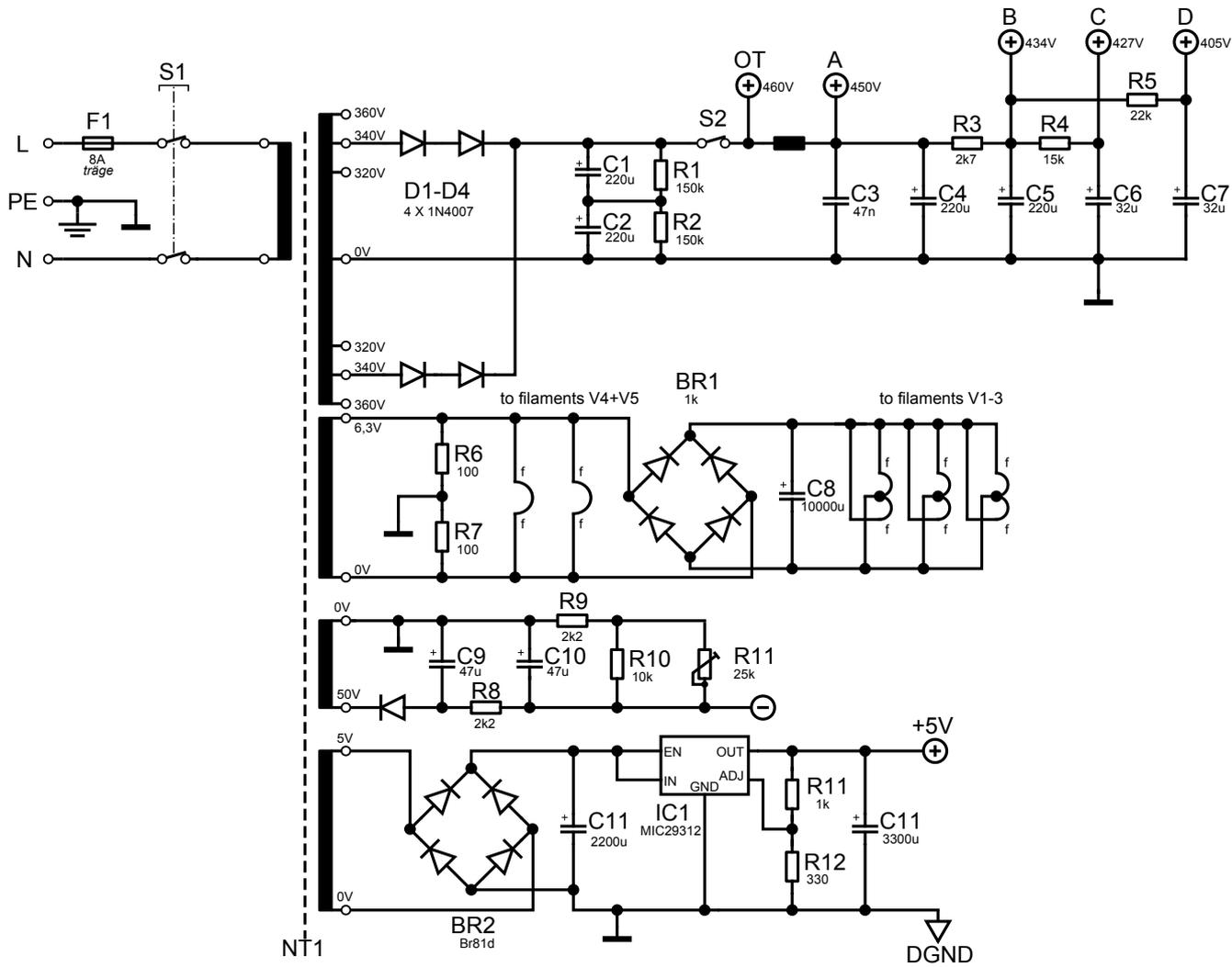
Netzteil 5V und Gittervorspannungserzeugung



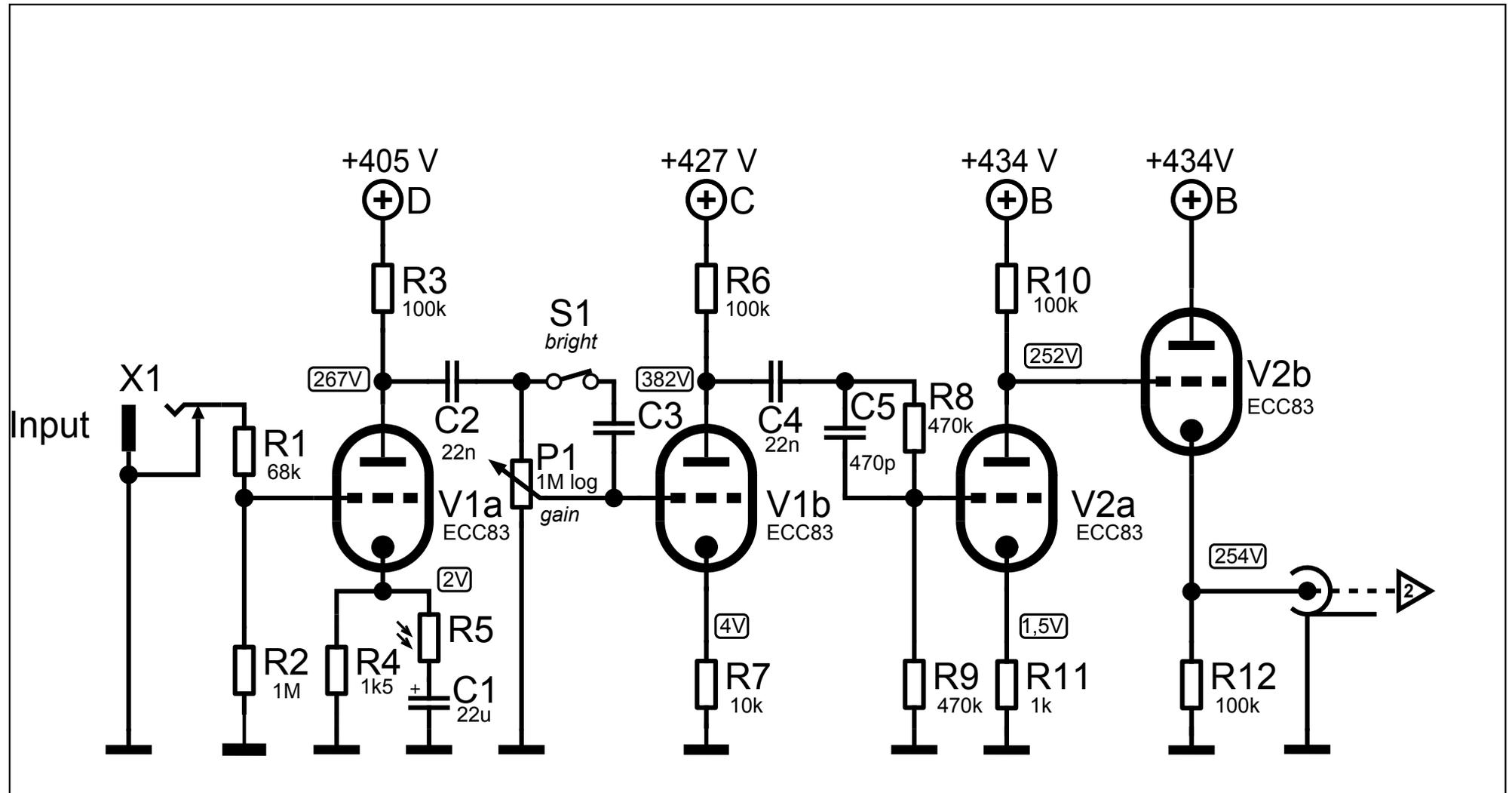
Netzteil 5V und Gittervorspannungserzeugung

Tabelle A.4.: Stückliste Netzteil

| Menge | Wert | Bezeichnung | Bauteile |
|-------|-----------|---------------------------|----------|
| 1 | BR81D | Brückengleichrichter | B1 |
| 1 | MIC29310 | Spannungsregler | IC1 |
| 1 | 3-Pol | Printklemme RM5 | X2 |
| 2 | 2-Pol | Printklemme RM5 | X1, X4 |
| 1 | 0R | Drahtbrücke | R7 |
| 1 | 1N4004 | 1N4004 | D1 |
| 1 | 1k | Widerstand, Metallschicht | R4 |
| 2 | 2k2 | Widerstand, Metallschicht | R1, R2 |
| 1 | 10k | Widerstand, Metallschicht | R3 |
| 1 | 25k | Trimmer | R6 |
| 2 | 47u/100V | ELKO | C3, C4 |
| 1 | 330R | Widerstand, Metallschicht | R5 |
| 1 | 470n/100V | KUKO | C5 |
| 1 | 2200u/16V | ELKO | C1 |
| 1 | 3300u/20V | ELKO | C2 |
| 1 | 2-Pol | Printklemme RM2,5 | X3 |

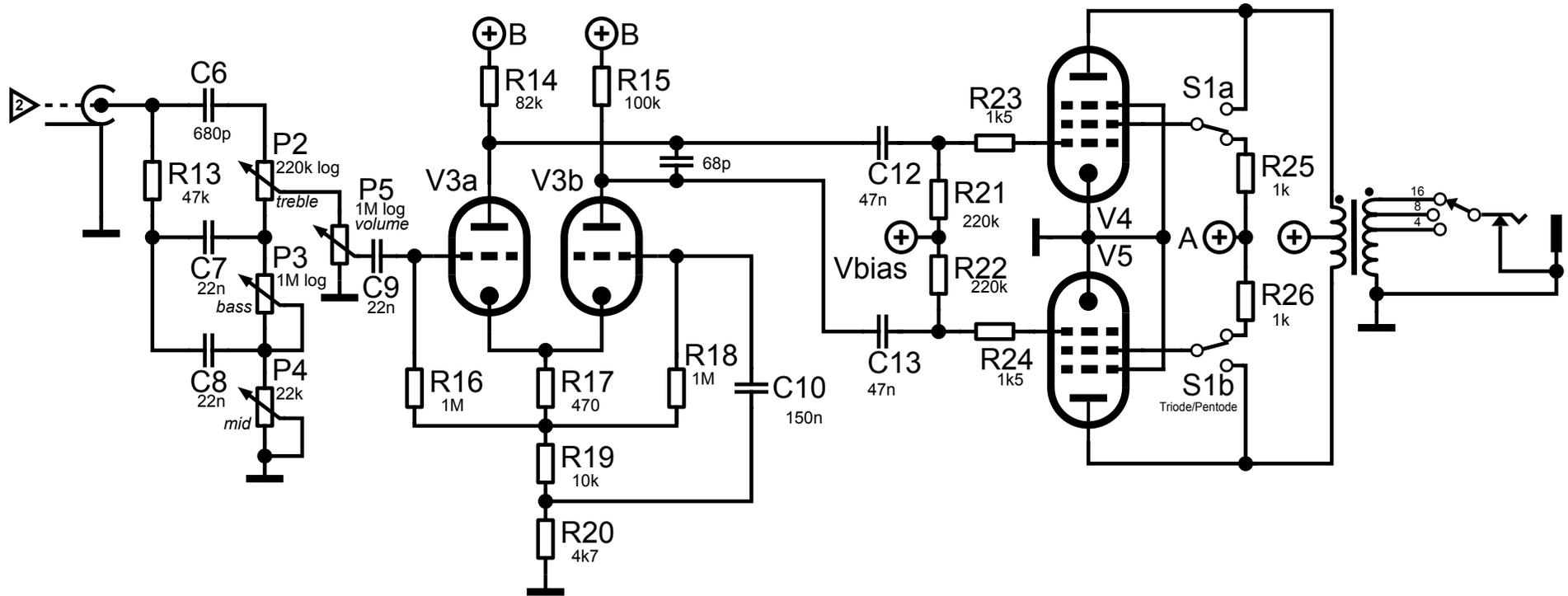


| | |
|--|------------|
| Optisch gesteuertes Potentiometer für Audioanwendungen | |
| Title: Netzteil | |
| Document Number: | Rev: |
| Date: 11.02.2013 | Sheet: 1/1 |



Alle Spannungen mit Digitalmultimeter und Kurzgeschlossenem Eingang gemessen

| | |
|--|------------|
| Optisch gesteuertes Potentiometer für Audioanwendungen | |
| Title: Vorstufe | |
| Document Number: | Rev: |
| Date: 11.02.2013 | Sheet: 1/1 |



Optisch gesteuertes Potentiometer für Audioanwendungen

Title: Endstufe

Document Number:

Rev:

Date: 11.02.2013

Sheet: 1/1

Anhang B.

Fotos

Anhang B. Fotos

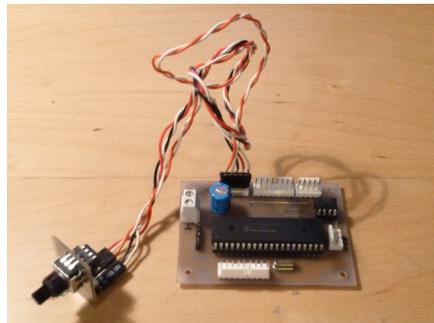


Abb: B.1.: Controllerboard s100 und Drehgebermodul s102



Abb: B.2.: Potentiometermodul s101 komplett und teilbestückt



Abb: B.3.: Chassis Innenansicht



Abb: B.4.: Chassis



Abb: B.5.: Combo Vorderansicht



Abb: B.6.: Combo Rückansicht

Anhang C.

Messergebnisse

Anhang C. Messergebnisse

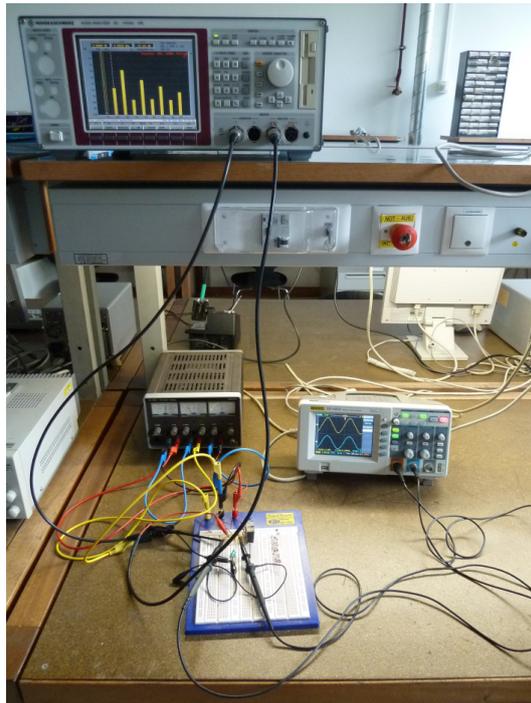
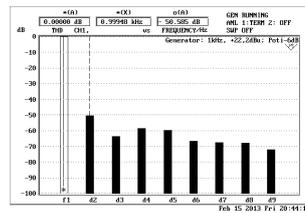
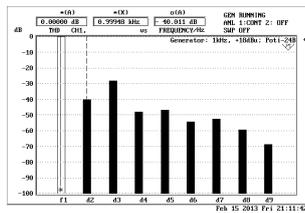
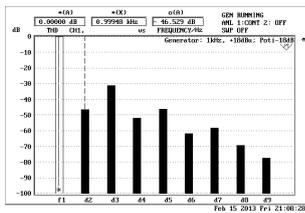
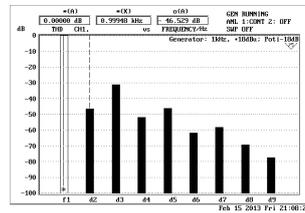
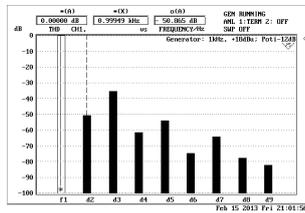
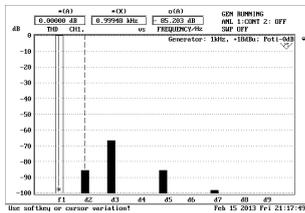
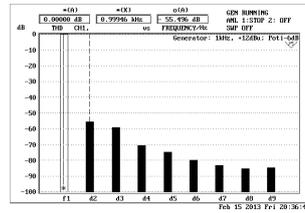
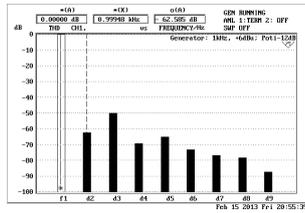
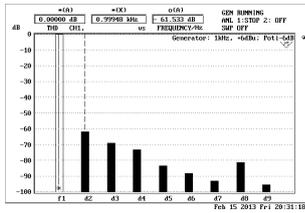
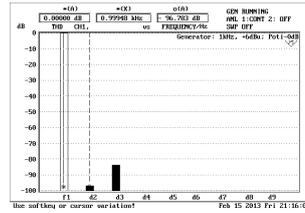
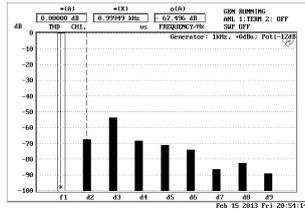
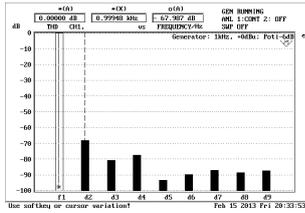


Abb: C.1.: Foto des Messaufbaues für die THD-Messung

C.1. Screenshots THD-Messung



Anhang C. Messergebnisse

Tabelle C.1.: Selektionstabelle

| Strom | 18mA | 10,16mA | 1mA | 100µA | 30µA |
|-------|---------|---------|---------|---------|---------|
| LDR1 | 1,95E+3 | 1,95E+3 | 2,33E+4 | 3,80E+5 | 3,20E+6 |
| LDR2 | 2,39E+3 | 3,57E+3 | 2,52E+4 | 3,55E+5 | 2,56E+6 |
| LDR3 | 1,23E+3 | 1,75E+3 | 9,60E+3 | 9,09E+4 | 4,38E+5 |
| LDR4 | 1,43E+3 | 2,07E+3 | 1,26E+4 | 1,63E+5 | 1,30E+6 |
| LDR5 | 1,63E+3 | 2,38E+3 | 1,58E+4 | 2,20E+5 | 1,80E+6 |
| LDR6 | 1,30E+3 | 1,87E+3 | 1,13E+4 | 1,45E+5 | 1,20E+6 |
| LDR7 | 2,02E+3 | 2,95E+3 | 1,87E+4 | 2,35E+5 | 1,50E+6 |
| LDR8 | 1,54E+3 | 2,25E+3 | 1,36E+4 | 1,58E+5 | 8,85E+5 |
| LDR9 | 1,40E+3 | 2,03E+3 | 1,25E+4 | 1,55E+5 | 1,00E+6 |
| LDR10 | 1,57E+3 | 2,37E+3 | 1,81E+4 | 2,90E+5 | 2,50E+6 |
| LDR11 | 1,84E+3 | 2,75E+3 | 1,93E+4 | 2,62E+5 | 1,80E+6 |
| LDR12 | 1,63E+3 | 2,39E+3 | 1,50E+4 | 1,92E+5 | 1,34E+6 |
| LDR13 | 1,57E+3 | 2,30E+3 | 1,55E+4 | 2,47E+5 | 2,60E+6 |
| LDR14 | 1,91E+3 | 2,75E+3 | 1,70E+4 | 2,17E+5 | 1,50E+6 |
| LDR15 | 1,61E+3 | 2,31E+3 | 1,39E+4 | 2,00E+5 | 1,70E+6 |
| LDR16 | 1,78E+3 | 2,60E+3 | 1,51E+4 | 1,44E+5 | 7,08E+5 |
| LDR17 | 2,07E+3 | 3,06E+3 | 2,08E+4 | 2,62E+5 | 1,65E+6 |
| LDR18 | 1,70E+3 | 2,53E+3 | 1,88E+4 | 2,94E+5 | 2,28E+6 |
| LDR19 | 1,76E+3 | 2,56E+3 | 1,69E+4 | 2,60E+5 | 2,90E+6 |
| LDR20 | 1,32E+3 | 1,98E+3 | 1,46E+4 | 2,40E+5 | 4,00E+6 |
| LDR21 | 1,27E+3 | 1,86E+3 | 1,20E+4 | 1,60E+5 | 1,13E+6 |
| LDR22 | 1,63E+3 | 2,47E+3 | 1,87E+4 | 2,83E+5 | 2,15E+6 |
| LDR23 | 1,43E+3 | 2,05E+3 | 1,20E+4 | 1,57E+5 | 1,08E+6 |
| LDR24 | 1,58E+3 | 2,31E+3 | 1,49E+4 | 2,10E+5 | 1,70E+6 |
| LDR25 | 1,51E+3 | 2,20E+3 | 1,45E+4 | 1,82E+5 | 1,15E+6 |
| LDR26 | 2,24E+3 | 3,26E+3 | 1,95E+4 | 2,12E+5 | 1,25E+6 |
| LDR27 | 1,81E+3 | 2,72E+3 | 1,89E+4 | 2,58E+5 | 1,70E+6 |
| LDR28 | 1,72E+3 | 2,49E+3 | 1,47E+4 | 1,64E+5 | 1,00E+6 |
| LDR29 | 2,00E+3 | 2,97E+3 | 2,12E+4 | 4,00E+5 | 4,50E+6 |

Tabelle C.2.: Vergleichsmessung zwischen LDR-Poti und normalem Poti mit je 100k Gesamt-widerstand bei 1 kHz Generatorfrequenz

| Generator [dBu] | Dämpfung [dB] | THD LDR [dB] | THD Poti [dB] | Pegel LDR [dBu] | Pegel Poti [dBu] |
|-----------------|---------------|--------------|---------------|-----------------|------------------|
| 0 | 0 | -92,5 | -88,2 | -11,847 | -11,736 |
| 6 | 0 | -83,97 | -94,73 | -5,82 | -5,711 |
| 12 | 0 | -74,17 | -100,7 | 0,19 | 0,303 |
| 18 | 0 | -66,72 | -104,8 | 6,22 | 6,4 |
| 22 | 0 | -62,76 | -106,6 | 10,37 | 10,48 |
| 0 | -3 | -70,4 | -84,4 | -14,87 | -14,75 |
| 6 | -3 | -61,13 | -90,5 | -8,83 | -8,74 |
| 12 | -3 | -52,32 | -99 | -2,778 | -2,72 |
| 18 | -3 | -44,44 | -104 | 3,294 | 3,3 |
| 22 | -3 | -40,22 | -105 | 7,475 | 7,46 |
| 0 | -6 | -67 | -82,5 | -17,815 | -17,16 |
| 6 | -6 | -60,5 | -88,5 | -11,707 | -11,7 |
| 12 | -6 | -54,55 | -95,1 | -5,617 | -5,7 |
| 18 | -6 | -50 | -100 | -0,423 | 0,3 |
| 22 | -6 | -49,4 | -102,8 | 4,591 | 4,46 |
| 0 | -12 | -55 | -76 | -23,516 | -23,7 |
| 6 | -12 | -49,5 | -82 | -17,457 | -17,7 |
| 12 | -12 | -43,13 | -87,5 | -11,5 | -11,72 |
| 18 | -12 | -34,77 | -93 | -5,726 | -5,7 |
| 22 | -12 | -30,77 | -97,7 | -1,6938 | -1,55 |
| 0 | -18 | -60,5 | -70,8 | -29,49 | -29,75 |
| 6 | -18 | -46 | -76,3 | -23,53 | -23,725 |
| 12 | -18 | -38,7 | -82,33 | -17,457 | -17,71 |
| 18 | -18 | -30,5 | -89 | -12 | -11,73 |
| 22 | -18 | -23,95 | -88,1 | -8,4 | -8,5 |
| 0 | -24 | -55 | -61,4 | -35,27 | -35,96 |
| 6 | -24 | -46,17 | -67 | -29,33 | -30 |
| 12 | -24 | -36,2 | -73,9 | -23,57 | -23,92 |
| 18 | -24 | -18,02 | -82 | -18,02 | -17,91 |
| 22 | -24 | -22,3 | -83 | -14,4 | -13,78 |