

UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES KIEL

SEMESTERPROJEKT

**Optische Übertragungsstrecke
für das Hochspannungslabor im
Fachbereich I&E**

Autor:

Clemens BÜSCH
Dennis ERNST

Betreuer:

Prof. Dr. Kay
RETHMEIER

25. Juli 2017

Inhaltsverzeichnis

| | |
|---|-----------|
| 1 Einleitung | 3 |
| 2 Übertragungsverfahren | 3 |
| 2.1 Analoge Übertragungsarten | 3 |
| 2.1.1 Direkte Übertragung | 3 |
| 2.1.2 Frequenzmodulation | 4 |
| 2.1.3 Amplitudenmodulation | 5 |
| 2.2 Digitale Übertragungsarten | 6 |
| 2.2.1 Pulsweitenmodulation | 6 |
| 2.3 Wahl des Übertragungsverfahren | 7 |
| 2.4 Pulsweitenmodulation - Theorie | 8 |
| 3 Projektstruktur | 9 |
| 4 Schaltungsentwurf - Sendeeinheit | 9 |
| 4.1 Spannungsversorgung | 9 |
| 4.2 Eingangsstufe | 10 |
| 4.3 Dreiecksgenerator | 11 |
| 4.4 Komparator | 12 |
| 4.5 Diodentreiber | 12 |
| 5 Schaltungsentwurf - Empfangseinheit | 14 |
| 5.1 Beschaltung der Empfangsdiode | 14 |
| 5.2 Signalaufbereitung | 16 |
| 5.3 Tiefpass | 17 |
| 5.3.1 Filtercharakteristiken im Vergleich | 17 |
| 5.3.2 Dimensionierung des Filters | 17 |
| 5.4 Endstufe | 19 |
| 6 Simulation kritischer Schaltungsteile | 20 |
| 6.1 Sendeeinheit | 20 |
| 6.1.1 Eingangsteil | 20 |
| 6.1.2 Millerintegrator | 21 |
| 6.1.3 Diodentreiber | 22 |
| 6.2 Empfangseinheit | 23 |
| 6.2.1 Tiefpass | 23 |
| 6.2.2 Ausgangsverstärker | 24 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 7 | Messungen | 25 |
| 7.1 | Sendeeinheit | 25 |
| 7.2 | Empfangseinheit | 26 |
| 7.3 | Gesamtsystem | 27 |
| 8 | Justierung der Übertragungsstrecke | 29 |
| 8.1 | Rahmenbedingungen | 29 |
| 8.2 | Berechnung des Innenwiderstandes | 29 |
| 8.3 | Messergebnisse | 29 |
| 8.4 | Qualität der Regressionsgeraden | 31 |
| 8.5 | 30kV Messung | 32 |
| 8.6 | 100kV Messung | 33 |
| 9 | Anhang | 33 |

1 Einleitung

Im Hochspannungslabor des Fachbereichs Informatik und Elektrotechnik werden die Messsignale aus dem zum elektrischen Schutz aufgebauten Hochspannungskäfig per BNC Leitung nach außen an die Messgeräte geführt. Die Messgeräte und insbesondere die zuführenden Leitungen haben keinen Berührungsschutz, was unmittelbar ein Gefahrenpotential für die Experimentatoren durch Überschläge in die Messleitung birgt.

Aufgrund dieser Gefahr soll eine optische Signalsübertragungsstrecke mit einem Lichtwellenleiter realisiert werden.

Zur Verfügung stehen dazu Hochgeschwindigkeitssende- und Empfangsdioden von des Herstellers Avago (HFBR1414 und HFBR2416).

2 Übertragungsverfahren

Das zu übertragende Signal ist ein analoges Messignal mit Netzfrequenz, welches von der Hochspannungsanlage stammt. Die Amplitude wird durch den Eingangswiderstand der Sendeeinheit bestimmt. Die zur Verfügung stehenden Dioden können analoge sowie digitale Signale übertragen. Aufgrund dessen stehen mehrere Übertragungsverfahren zur Auswahl. In diesem Kapitel werden einige in Frage kommende Übertragungsverfahren vorgestellt und evaluiert.

2.1 Analoge Übertragungsarten

2.1.1 Direkte Übertragung

Eine Möglichkeit das Signal zu übertragen ist, dieses nach Aufbereitung direkt auf die Dioden zu geben. Durch diese Anordnung ist jedoch nicht garantiert, dass das Messignal bei variierender Länge des Lichtwellenleiters mit gleicher Amplitude rekonstruiert werden kann. Die Dämpfung des Lichtwellenleiters erfordert eine Kalibration auf verschiedene Längen der Übertragungsstrecke.

2.1.2 Frequenzmodulation

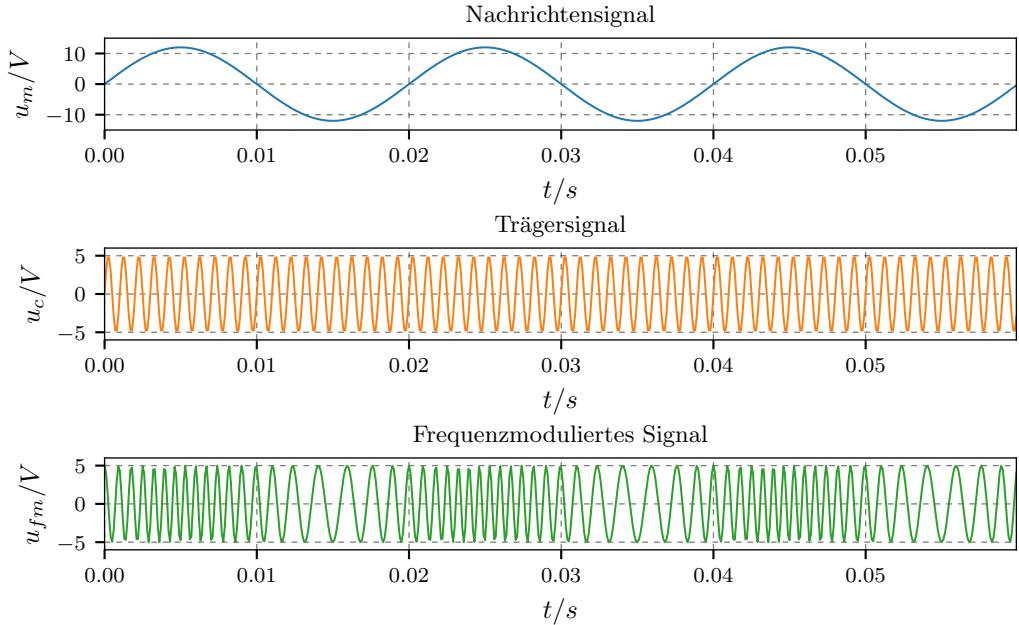


Abbildung 1: Frequenzmodulation

Die Frequenzmodulation verändert die Frequenz des Trägersignals linear zur Amplitude des Nachrichtensignals. Eine Implementierung einer solchen Modulation ist mit einem Voltage controlled oscillator (VCO) simpel zu realisieren. Die Demodulation erfolgt über einen Diskriminator, welcher auf vielfältige Art und Weise aufgebaut werden kann. Exemplarisch sei an dieser Stelle die Demodulation mit einem Phase locked loop (PLL) genannt. Eine PLL führt die Ausgangsfrequenz immer einer gegebenen Eingangsfrequenz nach. Die Regeldifferenz aus diesen Größen lässt sich als Spannung abgreifen. Wird ein frequenzmoduliertes Signal als Soll-Signal vorgegeben so ist die genannte Regelspannung das demodulierte Nachrichtensignal.

2.1.3 Amplitudenmodulation

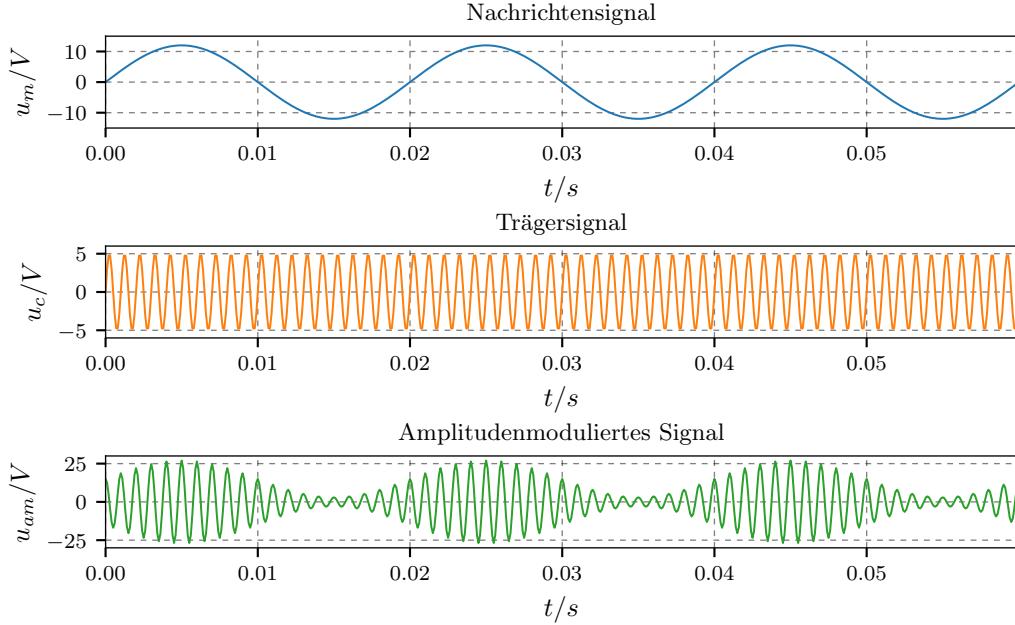


Abbildung 2: Amplitudenmodulation

Die Amplitudenmodulation verändert die Amplitude des Trägersignals proportional zum Nachrichtensignal. Eine Amplitudenmodulation lässt sich durch Anwendung eines 4 Quadranten-Mischers unkompliziert implementieren. Zur Modulation werden lediglich ein Trägersignal, welches eine vielfache Frequenz des Nachrichtensignals haben muss, und das Nachrichtensignal multipliziert. Anschließend werden unerwünschte Mischprodukte herausgefiltert. Die Demodulation erfolgt über einen Tiefpass, dessen Grenzfrequenz weit unter der gewählten Trägerfrequenz liegt. Da bei dieser Modulation die Information genauso wie bei der direkten Übertragung in der Amplitude liegt, entstehen wieder die gleichen Probleme durch die Dämpfung des Lichtwellenleiters.

2.2 Digitale Übertragungsarten

2.2.1 Pulsweitenmodulation

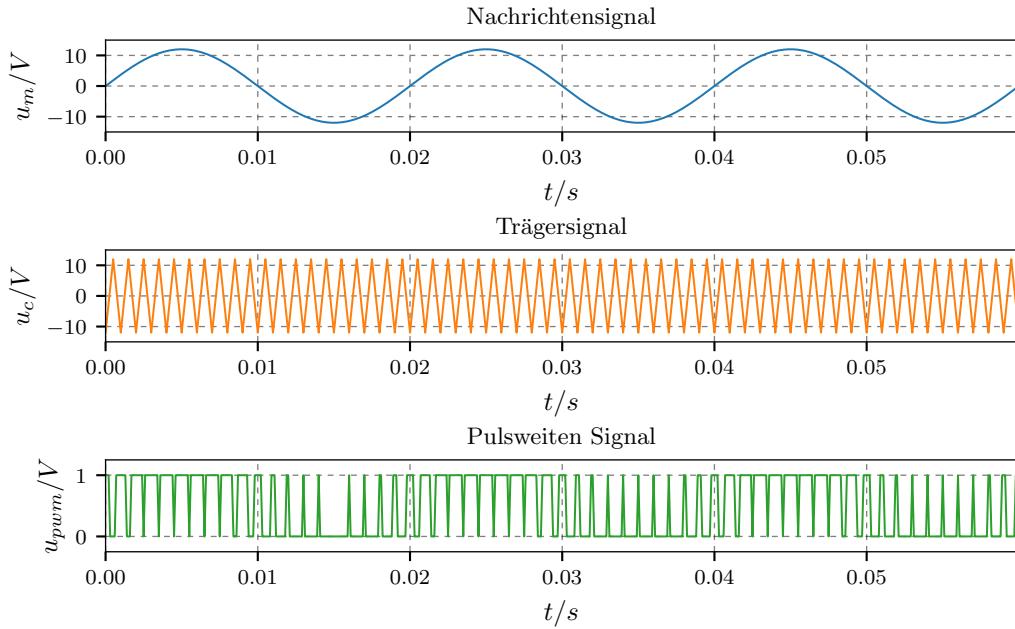


Abbildung 3: Pulsweitenmodulation

Die Pulsweitenmodulation moduliert, ähnlich wie die Frequenzmodulation, das Nachrichtensignal im Zeitbereich. Die essentiellen Unterschiede liegen zum Einen darin, dass die PWM ein digitales Übertragungsverfahren ist und demnach nur 2 Zustände kennt, und zum Anderen, dass das Nachrichtensignal nicht direkt in der Frequenz sondern in der Pulsweite des Trägersignals kodiert wird. Die Synthese einer Pulsweitenmodulation kann durch den Vergleich des Nachrichtensignals mit einer Dreiecksspannung erfolgen. Hierbei ist darauf zu achten, dass die Dreiecksspannung, welche als Träger verwendet wird, eine vielfache Frequenz des Nachrichtensignals aufweist. Die Demodulation eines pulsweitenmodulierten Signals erfolgt durch einen Tiefpass, welcher lediglich das Nachrichtensignal im Passband hat.

2.3 Wahl des Übertragungsverfahren

Eine unmodulierte Übertragung ist aufgrund der Leitungsdämpfung ausgeschlossen. Entsprechend kommt folgender genereller Systemaufbau in Frage.

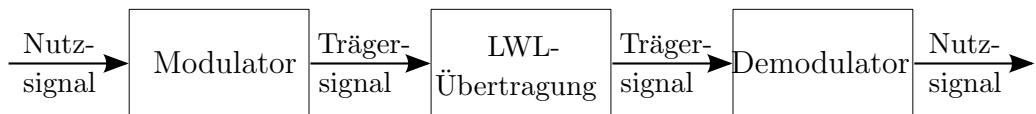


Abbildung 4: Genereller Systemaufbau

Die Evaluation der drei verbliebenen Varianten liefert die Pulswidtemodulation (PWM) als optimales Ergebnis: Im Gegensatz zu allen analogen Übertragungsverfahren lässt sich die PWM durch Übersteuerung des Eingangsverstärkers der Empfängereinheit sehr einfach rekonstruieren und ist demnach unempfindlich gegenüber Variationen der Dämpfung der Leitungslänge. Darüber hinaus ist die Synthese sowie Demodulation einer PWM mit einfachen Mitteln umzusetzen.

Neben den grundlegenden Aufgaben des Systems, wie Modulation und Demodulation, müssen noch weitere Komponenten wie eine Endstufe und eine Schutzschaltung gegenüber der Hochspannung im System verbaut werden. Aus allen vorangegangenen Überlegungen geht folgender Systemaufbau hervor:

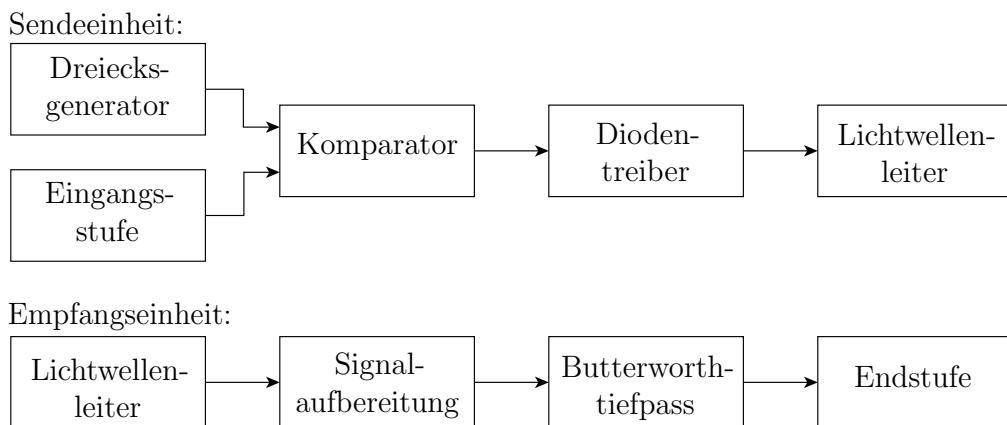


Abbildung 5: Systemaufbau

2.4 Pulsweitenmodulation - Theorie

Im wesentlichen basiert die Funktionsweise einer PWM auf der Variation des Tastverhältnisses einer Rechteckspannung. Durch die Änderung des Tastverhältnis wird der Effektivwert der Rechteckspannung verändert, dieser berechnet sich wie folgt:

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t)^2 dt} \quad (1)$$

Offensichtlich ist der Effektivwert von dem Integral der Kurve über eine Periode, also der Fläche unter der Kurve, abhängig. Diese Fläche wird wie bereits beschrieben über das Tastverhältnis bestimmt. So kann jede Periode des Rechteckssignals als ein Abstastwert des Nachrichtensignals interpretiert werden. Dieses Integral ist beispielhaft für 2 Perioden eines Sinussignals in Abbildung 6 dargestellt. Aufgrund dieser Abtastung ist es wichtig, dass zur optimalen Rekonstruktion das 50 Hz Eingangssignal um ein Vielfaches abgetastet wird. Für diese Anwendung wurde eine 200-fache Überabtastung von $f_A = 10kHz$ gewählt.

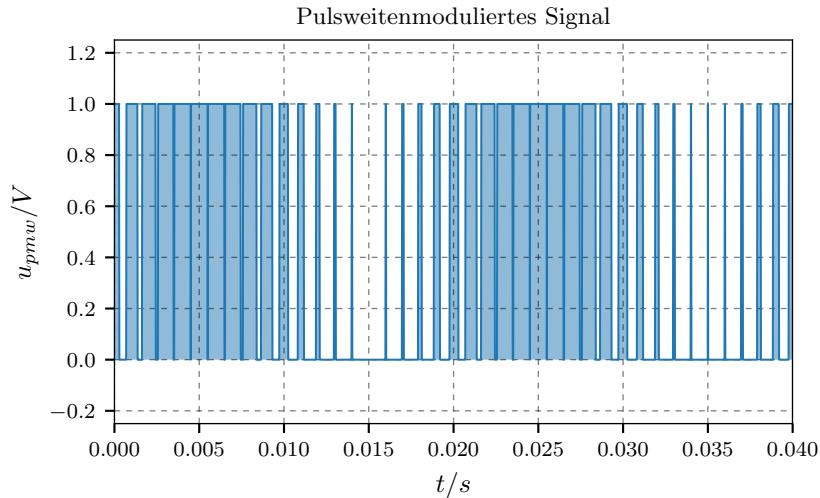


Abbildung 6: Pulsweitenmodulation Illustration

3 Projektstruktur

Das Projekt wird in folgende Teilprobleme zerlegt.

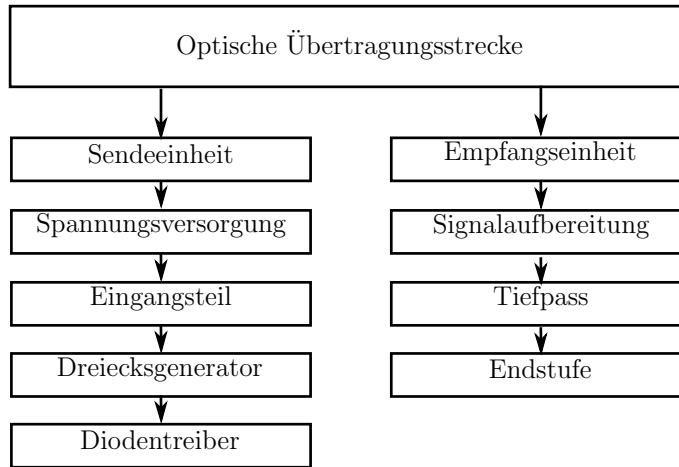


Abbildung 7: Projektstruktur

Im Laufe der Projektarbeit wird jedes einzelne Teilproblem mit Komponententests validiert. Schlussendlich wird das Gesamtsystem getestet.

4 Schaltungsentwurf - Sendeeinheit

4.1 Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung für die Sendeeinheit erfolgt zur galvanischen Trennung über Batterien. Aufgrund der hohen Stromaufnahme durch die Sendediode sowie der Status-LEDs ist eine interne Versorgung über 9V Blockbatterien nur bedingt möglich. Deswegen wird auf eine externe Versorgung über 12V Akkus zurückgegriffen. Damit die Schaltung dennoch bei allen Akkuspannungen zuverlässig und mit gleichen Ergebnissen arbeitet wird die Spannung intern auf 9V stabilisiert.

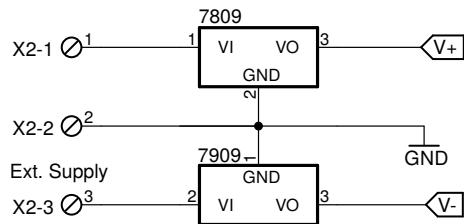


Abbildung 8: Spannungsversorgung

4.2 Eingangsstufe

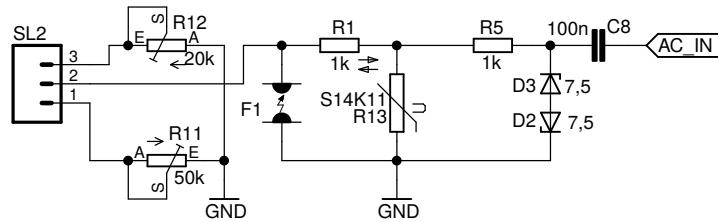


Abbildung 9: Kaskade

Die Eingangsstufe der Sendeeinheit dient einerseits zur Einstellung der gewünschten Impedanz und andererseits der Schaltung der folgenden Komponenten. Beiden Potentiometer (R_{12} , R_{13}) werden durch einen Kippschalter an der Front des Geräts umgeschaltet. Die folgenden 3 Schaltungsteile, welche durch $1k\Omega$ Widerstände miteinander verbunden sind dienen dem Kurzschluss von Überspannungen. Der Gasableiter ist mit einer Druchbruchspannung von 60V gewählt, der Varistor S14K11 ist mit einer AC-Durchbruchspannung von 11V gewählt und die Zenerdiode mit einer Zenerspannung von 7,5V dimensioniert.

Diese Schaltungs-Topologie sorgt für einen zuverlässigen Schutz gegenüber Überspannungen. Die Zener-Dioden schalten am schnellsten und sind entsprechend am nächsten zur zu schützenden Komponente verortet. Der Varistor spricht langsamer als die Zener-Dioden an, jedoch schneller als der Gasableiter. Die einzelnen Schutzbauteile sind der Verlustleistung und der Ansprechzeit nach absteigend in Richtung der folgenden Schaltungsteile angeordnet.

4.3 Dreiecksgenerator

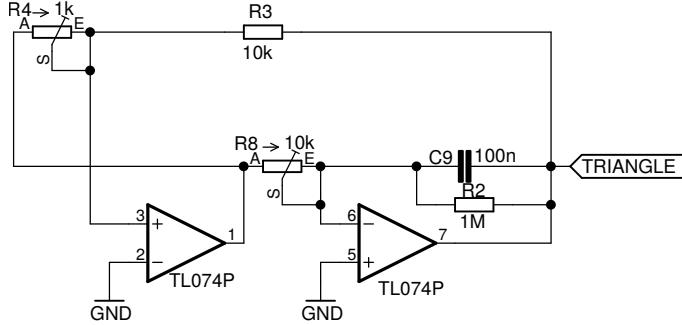


Abbildung 10: Miller Integrator

Für die Generierung eines Dreieckssignals wurde ein Miller-Integrator verwendet. Die Grundlage für die Schaltung liegt in einer Applicationnote von TI¹. Das Grundprinzip dieser Schaltung besteht aus einem Intergrator, welcher auf einen invertierenden Schmitt-Trigger rückgekoppelt ist. Der linke Operationsverstärker bildet mit R_4 und R_3 den Schmitt-Trigger. Der Integrator besteht aus R_8, C_1 und dem rechten Operationsverstärker in Abbildung 10. Frequenzbestimmend sind in dieser Schaltung alle Bauteile. Durch R_4 und R_3 werden die Schaltschwellen, und damit die Amplitude bestimmt. Diese berechnet sich wie folgt:

$$U_H = \pm \frac{R_3}{R_4} \cdot V_{cc} \quad (2)$$

Mit R_8 und C_1 wird die Flankensteilheit(k) in $\frac{V}{s}$ bestimmt:

$$k = \frac{V_{cc}}{R_8 \cdot C_1} \quad (3)$$

Die Frequenz des Dreieckssignals berechnet sich zu:

$$f = \frac{R_4}{4 \cdot R_8 \cdot R_3 \cdot C_1} \quad (4)$$

C_1 wurde mit $33nF$ fest gewählt. U_{ein} ist die Betriebsspannung(V_{cc}), welche mit $9V$ gewählt wurde.

¹Texas Instruments, Appnote 20, Seite 24, www.ti.com/lit/an/snoa621c/snoa621c.pdf

4.4 Komparator

Der Komparator bildet das Kernstück zur Pulsweitenmodulation. Im wesentlichen vergleicht diese Komponente das im Dreiecksgenerator erzeugte Signal mit dem Eingangssignal und generiert damit die PWM (vgl. Abbildung 3).

Die Spezifikationen des für diese Aufgabe gewählten Operationsverstärkers sind von großer Bedeutung für die Funktionsfähigkeit und Skalierbarkeit des Gesamtsystems. Neben dem Stromverbrauch, der Betriebsspannung und der Slew-Rate ist auch die Beschaffbarkeit des Operationsverstärkers ein entscheidender Faktor. Für diese Anwendung wurde deswegen der TL074 gewählt, dieser zum einen durch die verwendete MOS-Technologie eine geringe Stromaufnahme von $< 14mA$ aufweist und zum Anderen mit einer Slew-Rate von $1V/\mu s$ für diese Anwendung bestens geeignet ist.

4.5 Diodentreiber

Als Sendediode wird die Hochleistungsdiode HFBR-1412 verwendet. Diese benötigt minimal $30mA$ und maximal $120mA$. Da eine Diode ein Halbleiter ist, hat diese eine exponentielle Spannungs-Strom Kennlinie. Bei einer Versorgung mit konstanter Spannung kann durch thermische Rückkopplung der Strom, und damit die Verlustleistung, unkontrolliert ansteigen. Dies kann zur Zerstörung des Bauteils führen. Aufgrund dessen wird der Diodentreiber als Konstantstromquelle (KSQ) ausgeführt.

Die KSQ besteht aus T_1 , R_{11} , R_9 und D_2 . Der Widerstand R_7 dient lediglich der Begrenzung des Basisstromes von T_1 und der Strombegrenzung von D_2 . Die Zener-Diode D_2 hält die Spannung über der BE-Strecke von T_1 und den Widerständen R_{11} und R_9 konstant. Da die Spannung über den

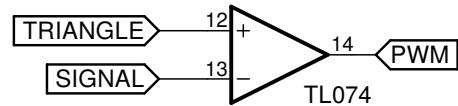


Abbildung 11: Komparator

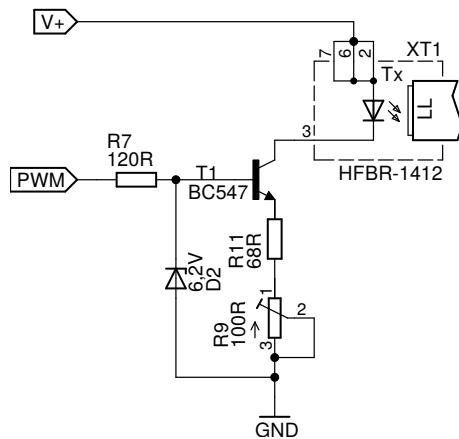


Abbildung 12: Diodentreiber

Widerständen konstant ist, ist auch der Strom durch diese konstant. Daraus folgt, dass auch der Kollektorstrom von T_1 und somit auch der Strom durch die Leistungsdiode konstant ist. Der Strom berechnet sich wie folgt.

$$I_{konst} = \frac{U_z - U_{BE}}{R_9 + R_{11}} \quad (5)$$

Durch den Reihenwiderstand R_{11} ist sichergestellt, dass auch bei Anschlag der Potentiometers zu 0Ω der Strom nicht $130mA$ übersteigt. Der gesamte Einstellbereich für den Diodenstrom liegt bei $36mA < I_{konst} < 110mA$.

5 Schaltungsentwurf - Empfangseinheit

Die Demodulation des Signals erfolgt im wesentlichen durch eine Tiefpass-Filterung. Das gesendete Signal muss allerdings erst vorbereitet werden. Dies geschieht durch eine Vorfilterung und anschließende Verstärkung. Ein Hochpass direkt am Ausgang der Empfangsdiode filtert DC-Anteile. Danach wird die Signalamplitude soweit verstärkt, dass der Signalverlauf wieder komplett rechteckig dem ursprünglichen PWM-Signal entsprechend verläuft. Dadurch wird die nachfolgende rekonstruierende Filterung durch den Butterworth-Tiefpass erst möglich.

Schlussendlich wird das zurückgewonnene Signal nach dem Rekonstruktionsfilter mit einer einstellbaren Endstufe final verstärkt, damit die Amplitude dem des gesendeten Signals entspricht.

5.1 Beschaltung der Empfangsdiode

Für die Empfangsdiode AVAGO HFBR-2416 ist folgendes Prinzipschaltbild aus dem Datenblatt² gegeben:

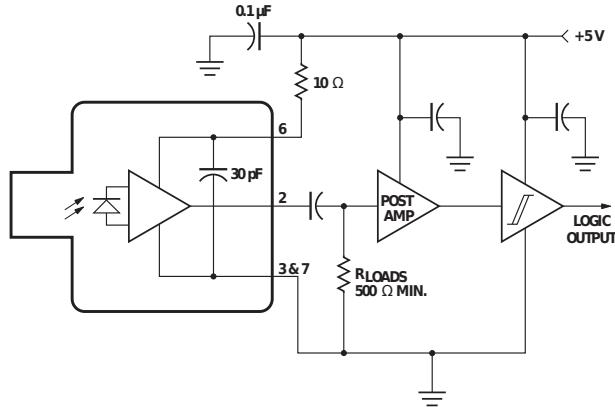


Abbildung 13: Prinzipschaltbild Empfangsdiode

²Avago, HFBR-2416, Seite 23, Figure 12 <http://docs.avagotech.com/docs/AV02-0176EN>

Die Prinzipschaltung wurde übernommen, um den Betrieb innerhalb der Spezifikationen zu gewährleisten. Die Bauteile sind so dimensioniert, dass die Grenzfrequenz des Hochpasses aus R_4 und C_5 unter dem Nachrichtensignal bei $50Hz$ liegt. Der Hochpass dient der Filterung von DC-Offsets seitens der Diode.

Für R_4 wurde $33k\Omega$ gewählt. Damit ergibt sich eine neue Grenzfrequenz von $f_g = 48,23Hz$. Berechnung des Hochpasses:

Mit $C_5 = 100nF$ und $f_g = 50Hz$ folgt:

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot C} \quad (6)$$

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot 50Hz \cdot 100nF} \quad (7)$$

$$= 31,83k\Omega \quad (8)$$

Nachfolgend die realisierte Schaltung:

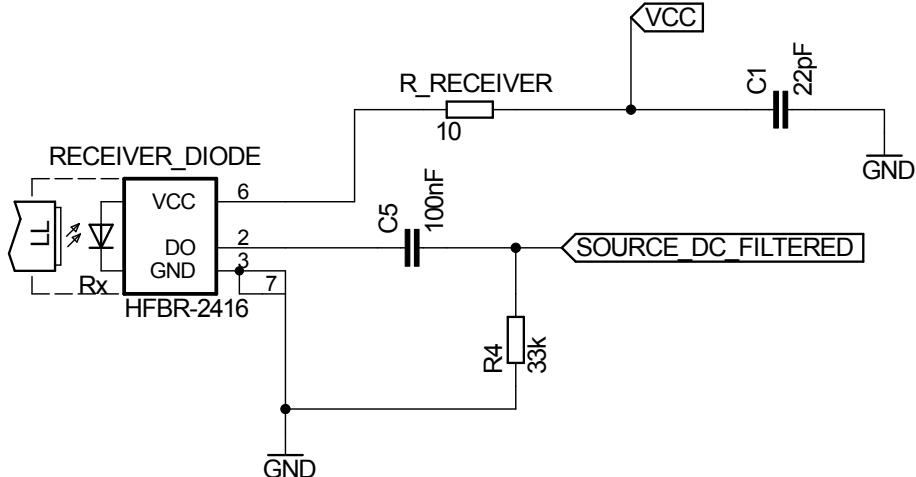


Abbildung 14: Beschaltung Empfangsdiode

5.2 Signalaufbereitung

Aufgrund der Leitungsdämpfung muss die Amplitude des modulierten Signals vor der Filterung durch den Rekonstruktionsfilter verstärkt werden (siehe Kapitel 5.1 - Abbildung 13: POSTAMP). Das Signal wird über einen nicht-invertierenden Verstärker aufbereitet:

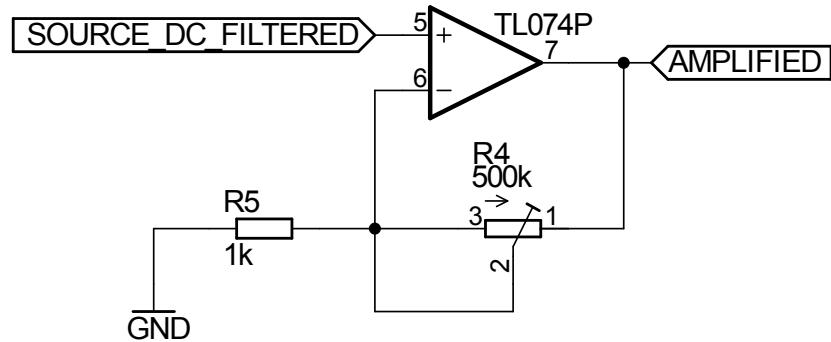


Abbildung 15: Vorverstärker

Damit die Schaltung für verschiedene Leitungslängen skalierbar ist, wurde eine variable Verstärkung bis zu einem Faktor von $V_u = 500$ gewählt.

$$V_u = 1 + \frac{R_4}{R_5} \quad (9)$$

$$\frac{R_4}{R_5} \gg 1 \quad (10)$$

$$V_u \approx \frac{R_4}{R_5} \quad (11)$$

Für große Verstärkungen errechnet (siehe Formel 11³) ist die 1 beim Nicht-Invertierenden Verstärker zu vernachlässigen. Die Verstärkung berechnet sich lediglich aus den beiden Widerständen R_5 und R_4 .

Mit $0\Omega < R_4 < 500k\Omega$ und $R_5 = 1k\Omega$ ist die Verstärkung von 0 bis 500 einstellbar.

Neben der Signalaufbereitung für die folgende Demodulation, wird das verstärkte Signal auch für eine Signaldetektion aufbereitet. Zur Signalisierung wird eine Leuchtdiode an der Gehäusefront verwendet. Zur Glättung der Spannung wird ein Kondensator parallel zu der Leuchtdiode mit Vorwiderstand geschaltet. Eine weitere Aufbereitung ist an dieser Stelle nicht notwendig, da das Trägersignal, als auch das Nachrichtensignal $\geq 50Hz$ ist und somit für das menschliche Auge kein Flackern auftritt.

³Quelle: Elektronik Vorlesungssunterlagen, Prof. Dr. Ralf Patz

5.3 Tiefpass

Die Dimensionierung des Tiefpasses ist von zentraler Bedeutung bei der Rekonstruktion des Nachrichtensignals. Neben der Filtersteilheit und der Restwelligkeit sind Kennwerte wie Ausgangs- und Eingangswiderstand wichtig für die optimale Gestaltung des Tiefpasses.

5.3.1 Filtercharakteristiken im Vergleich

Bei aktiven und mehrstufigen Filtertopologien gibt es eine große Auswahl an Filtercharakteristiken, welche sich durch verschiedene Eigenschaften auszeichnen. Kennwerte für diese Charakteristiken sind Linearphasigkeit, Gruppenlaufzeit, sowie Restwelligkeit im Pass- und Sperrband. In Abbildung 17 sind einige Charakteristiken beispielhaft dargestellt. Für die Rekonstruktion wird eine Butterworth-Charakteristik gewählt, da diese im Passband eine konstante Verstärkung aufweist, sowie keinen Peak kurz vor der Grenzfrequenz hat.

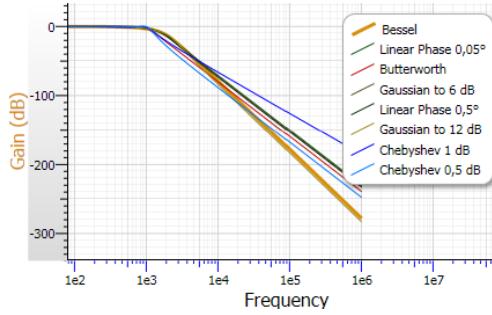


Abbildung 17: Filtercharakteristiken

5.3.2 Dimensionierung des Filters

Zur Dimensionierung des Filters wurde die Designsoftware FILTERPRO von Texas Instruments verwendet. Als Designparameter wurden neben der Butterworth-Charakteristik, eine Verstärkung von 0dB, eine Dämpfung von 9dB je Dekade (Filter 3. Ordnung), Bauteile der E12 Reihe, eine Grenzfrequenz von $f_g = 100\text{Hz}$ und eine Multiple-Feedback Topologie vorgegeben. Diese Topologie hat im Gegensatz zur Sallen-Key Topologie den Vorteil eines hohen Ausgangswiderstandes. Die Verstärkung von 0dB wird gewählt, da eine Endstufe mit variabler Verstärkung dieser Komponente folgt.

FilterPro Design Report

Schematic

Design Name: Lowpass, Multiple Feedback, Butterworth **Part:** Ideal Opamp **Order:** 3 Stages: 2
Gain: 1 V/V (0 dB) **Allowable Passband Ripple:** 1 dB **Passband Frequency:** 100 Hz
Corner Frequency Attenuation: -3 dB

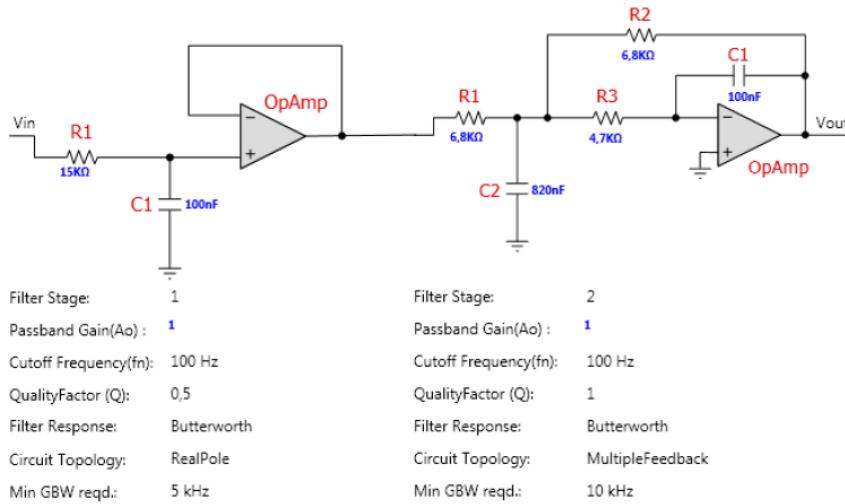


Abbildung 18: Auszug Design Report

Der Designreport zeigt die gewünschten Filterparameter. Besonders wichtig an dieser Stelle ist die benötigte Unity-Gain (Gain-Bandwidth-Product), welche sich mit maximal 10kHz innerhalb der Spezifikationen vom TL074 befinden. Darüber hinaus wurde aufgrund besserer Beschaffbarkeit C_2 zu $1\mu\text{F}$ gewählt.

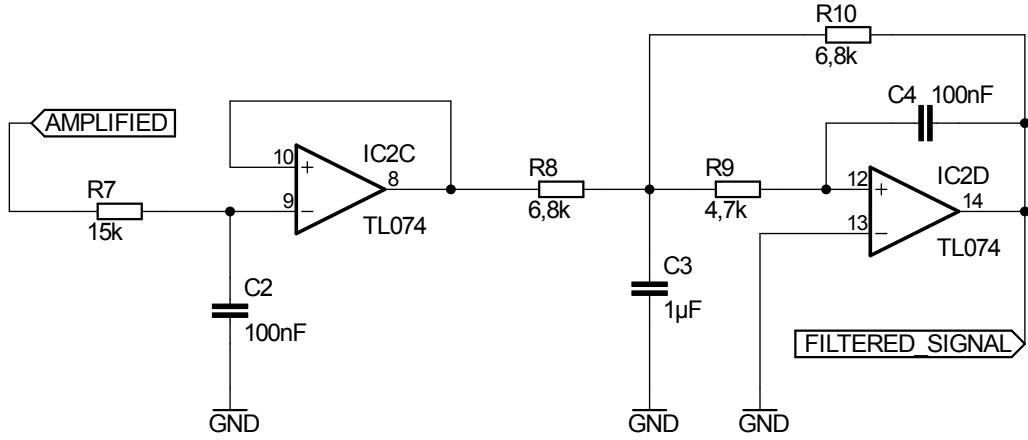


Abbildung 19: Butterworth-Tiefpass

Der Widerstand R_7 und der Kondensator C_2 bilden als passiver Tiefpass die erste Filterstufe. Diese ist mit dem linken Operationsverstärker, welcher als Spannungsfolger beschaltet ist von der nachfolgenden zweiten Filterstufe entkoppelt. Mit R_8 und C_3 folgt ein weiterer passiver Tiefpass. Der letzte Teil des Filters ist ein aktiver Tiefpass, der sich aus dem zweiten Operationsverstärker und den Widerständen R_9 , R_{10} , sowie dem Kondensator C_4 zusammensetzt.

5.4 Endstufe

Der letzte Teil der Empfangseinheit besteht aus einem weiteren Verstärker und einem vorgeschalteten Hochpass. Der Hochpass hat eine Grenzfrequenz von $f_g \approx 1,59\text{Hz}$ und dient der Filterung vorangegangener DC-Offsets. Wie in Kapitel 5.2 bereits gezeigt, ist die Verstärkung ausschließlich von den beiden Widerständen abhängig. Die Verstärkung der Endstufe ist somit über das Potentiometer von 0 bis 50 einstellbar.

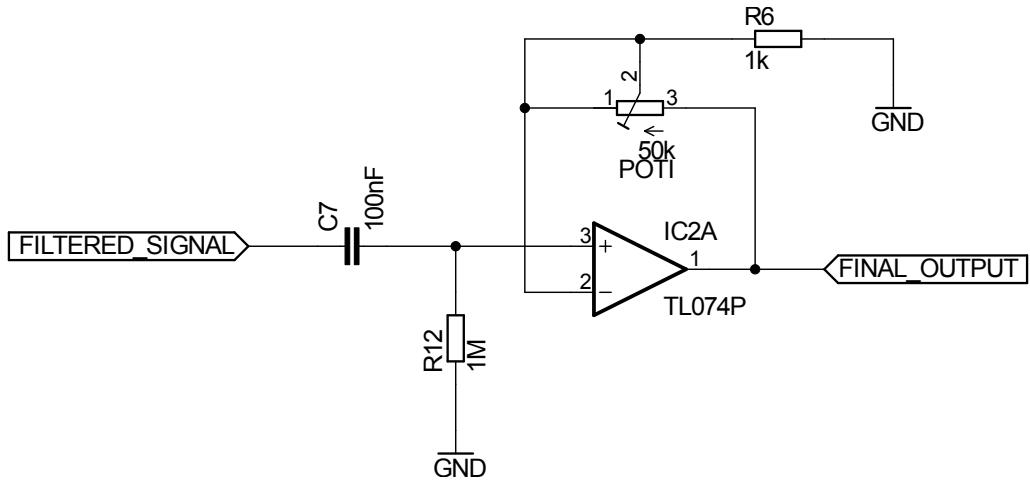


Abbildung 20: Endstufe

6 Simulation kritischer Schaltungsteile

6.1 Sendeeinheit

6.1.1 Eingangsteil

Die Eingangskaskade (siehe Abb.9) wird in LTSPice simuliert. Zweck dieser Simulation ist die Verifizierung der Schutzfunktion. Die Sendeeinheit wird dabei als kleinerer Widerstand eines Niederspannungsteiler bestehend aus der jeweiligen Impedanz und einem $280\text{M}\Omega$. In den Abbildungen 21 und 22 wird gezeigt ab welcher Quellspannung (Spannung über dem Spannungsteiler) die Eingangsspannung der Sendeeinheit begrenzt wird. Auf der X-Achse ist hierbei die Quellspannung und auf der Y-Achse die Eingangsspannung der Sendeeinheit dargestellt.

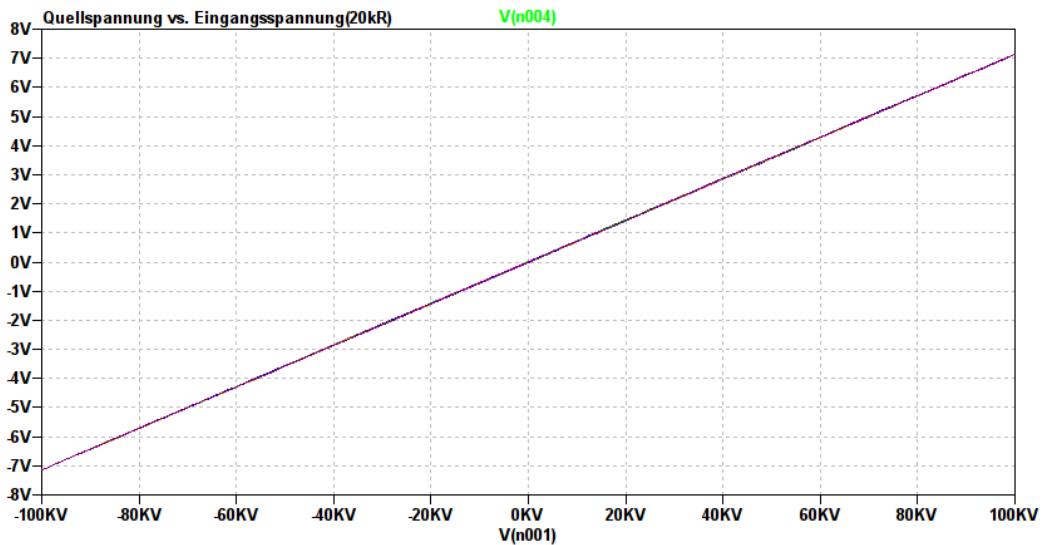


Abbildung 21: Eingangsspannung vs. Ausgangsspannung $20k\Omega$ Impedanz

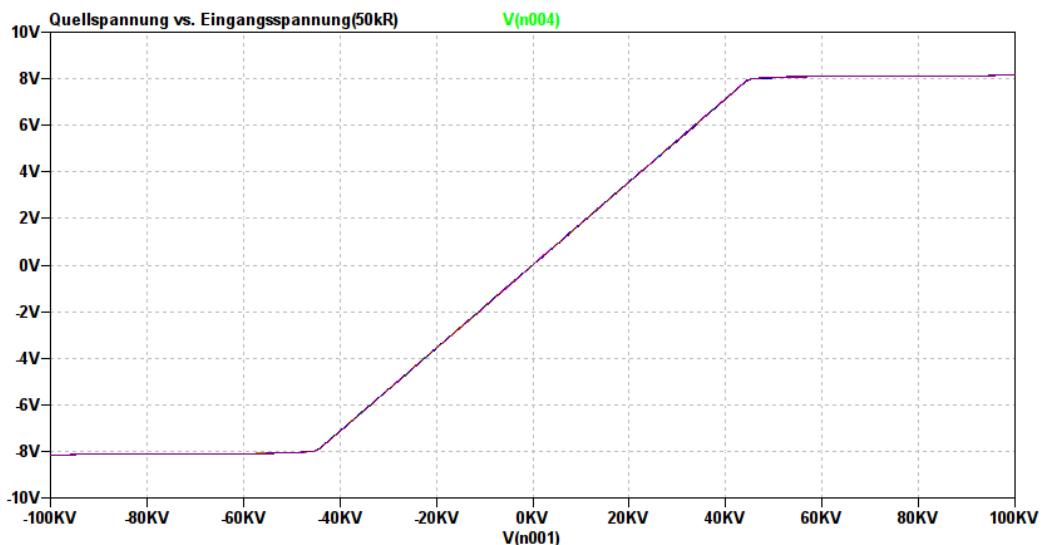


Abbildung 22: Eingangsspannung vs. Ausgangsspannung $50k\Omega$ Impedanz

6.1.2 Millerintegrator

Zur Verifizierung der PWM Synthese wird der Millerintegrator (Abschnitt 4.3) und der Komparator (Abschnitt 4.4) simuliert. Das obere Diagramm

(Abbildung 23) zeigt das Eingangssignal (Sinus, 50Hz, $8V_{pp}$) und das Dreiecksignal aus dem Millerintegrator(Dreieck, 1kHz, $10V_{pp}$). Das untere Diagramm zeigt den Ausgang des Komparators und somit die synthetisierte PWM.

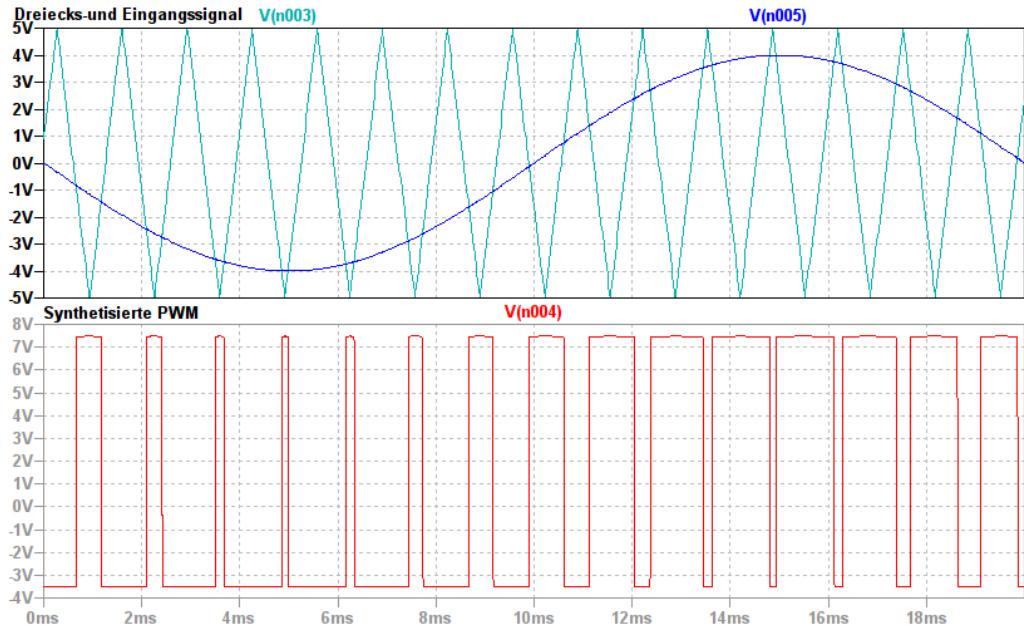


Abbildung 23: Simulation Millerintegrator und PWM-Synthese

6.1.3 Diodentreiber

Um den maximalen Strom durch die Diode zu verfizieren wurde die Konstantstromquelle(Abschnitt 4.5) simuliert. In der Simulation wurde der Widerstand R_9 (siehe Abb.12) mittels Monte-Carlo Simulation von $0 - 100\Omega$ variiert. Das Diagramm zeigt den Strom durch die Sendediode für verschiedene Widerstandswerte.

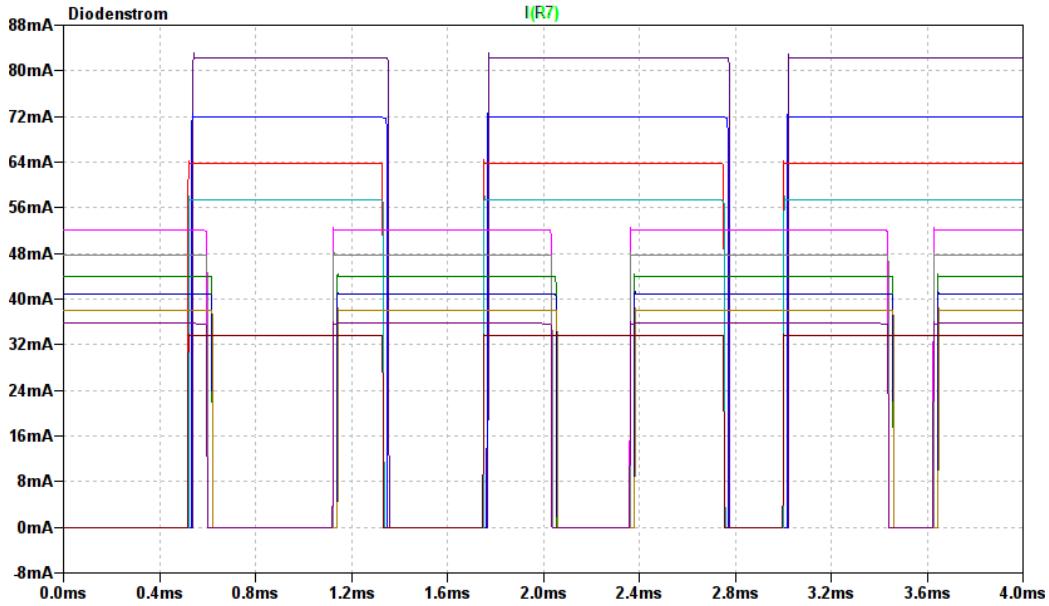


Abbildung 24: Simulation Diodenstrom

6.2 Empfangseinheit

6.2.1 Tiefpass

Die folgende Simulation (Abb. 25) zeigt die Simulation des Butterworth-Tiefpasses durch FilterPro. Es sind der Frequenzgang (obere Kurve) und der Phasengang (untere Kurve) zu sehen. Der Tiefpass hat ab 100 Hz eine konstante Dämpfung von 60 dB je Dekade und zeigt damit das Verhalten eines Tiefpasses dritter Ordnung. Das zu übertragende Signal (50 Hz Sinus) wird nicht gedämpft (0 dB) und hat eine Phasenverschiebung von ca. 105° .

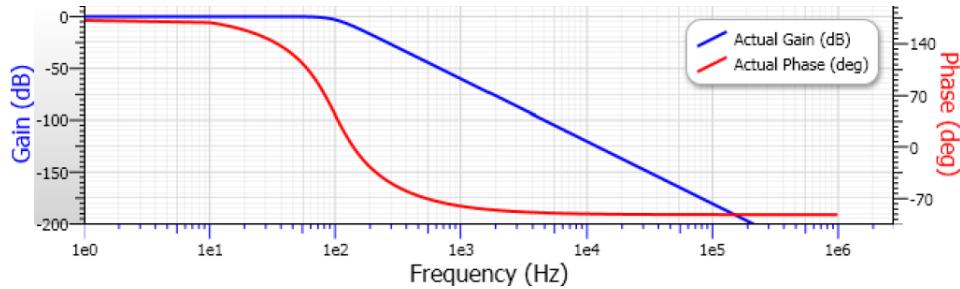


Abbildung 25: Simulation Frequenz-und Phasengang Butterworth-Tiefpass

6.2.2 Ausgangsverstärker

Abbildung 26 zeigt die Simulation der Verstärkung des Ausgangsverstärkers (Abschnitt 5.4). Zur Simulation wurde ein Sinussignal von 100mV Amplitude und einer Frequenz von 50Hz eingeprägt. Das Potentiometer "POTI" (Abb. 20) wurde mittels parametrischer Simulartion von 0 – 50kΩ variiert und somit verschiedene Verstärkungsfaktoren von 0 bis 50 simuliert. Es ist zu erkennen, dass bei erreichen der Betriebsspannung der Verstärker clippt.

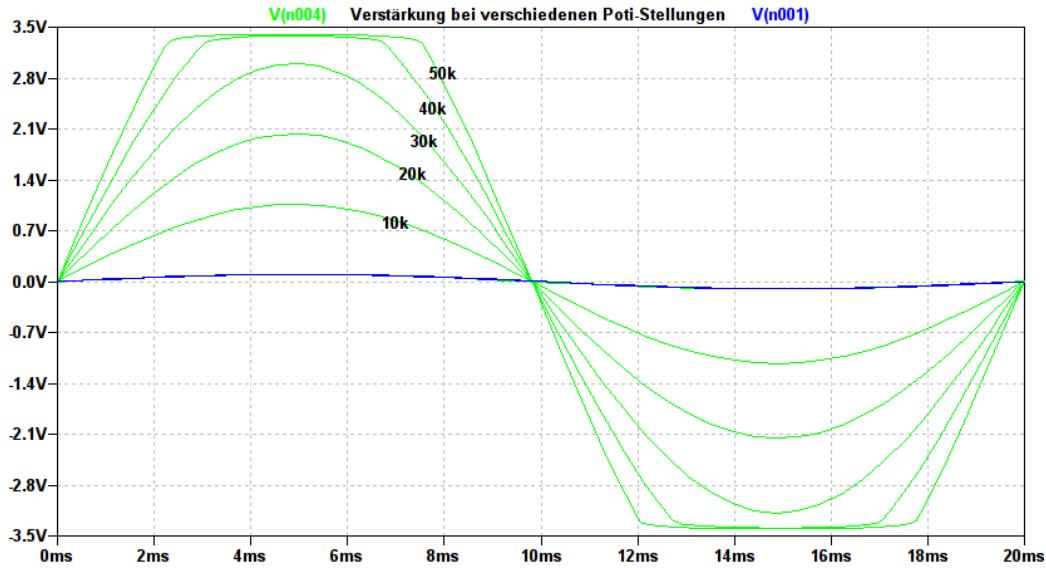


Abbildung 26: Simulation Ausgangsverstärker

7 Messungen

7.1 Sendeeinheit

Die folgenden Grafiken(Abb. 28) zeigen das Eingangssignal(obere Kurve), das Dreieckssignal des Miller-Integrator(mittlere Kurve) und die daraus synthetisierte PWM(untere Kurve) in jeweils 2 Zeitauflösungen. Die obere Grafik ist dabei mit 2 ms/DIV und die untere Grafik mit 1ms/DIV aufgelöst. Diese Messung bestätigt damit die Simluation aus Abschnitt 6.1.2. Die Frequenz des wurde zu Demonstrationszwecken auf ca. 2kHz verringert um die Änderung des Tastverhältnisses des Rechtecksignals reltiv zum Eingangssignal darzustellen. Gut zu erkennen ist, dass sich die Fläche unter dem Rechtecksignal relativ zum Eingangssignal ändert und damit der Effektivwert des Rechtecksignals.(siehe Abschnitt 2.4).

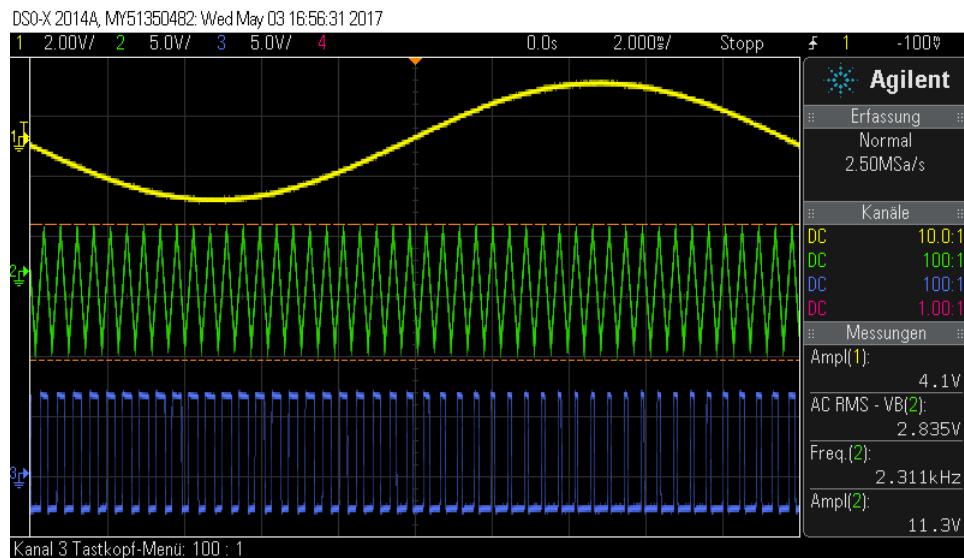


Abbildung 27: Eingangssignal,Dreieck und PWM grob aufgelöst

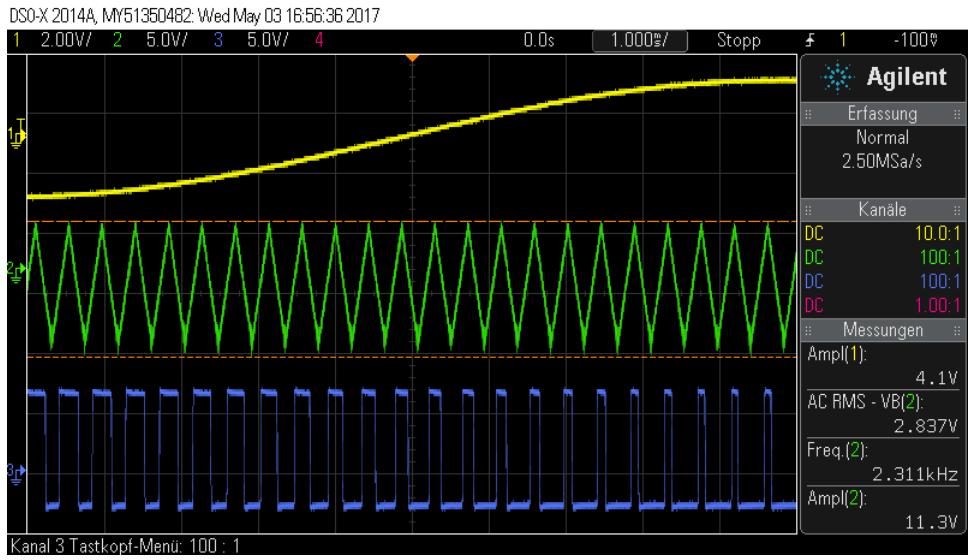


Abbildung 28: Eingangssignal,Dreieck und PWM genauer aufgelöst

7.2 Empfangseinheit

Die folgenden Messungen zeigen die Filterung des Empfangssignals in verschiedenen Filterstufen(Kurven je Grafik) und zu verschiedenen Zeitauflösungen(obere und untere Grafik). Die obere Kurve zeigt das empfangene Signal direkt vor dem Tiefpass. Die mittlere Kurve zeigt das Signal nach dem passiven Tiefpass(vgl. Abb. 18 R_1, C_1). Die untere Kurve zeigt das empfangene Signal nach dem Tiefpass und vor dem Endverstärker. Die Grafiken zeigen die Kurven jeweils bei einer Zeitauflösung von 10ms/DIV(obere Grafik) und 2ms/DIV(untere Grafik. Bei der Zeitauflösung von 2ms/DIV ist sehr gut zu erkennen, dass nach dem ersten Tiefpass, das Signal aus einem Sinus, welcher mit einem Dreieckssignal überlagert ist, besteht und nach weiterer Filterung dieses hochfrequente Dreieckssignal komplett verschwindet. Dies bestätigt den Frequenzgang aus Abbildung 25.

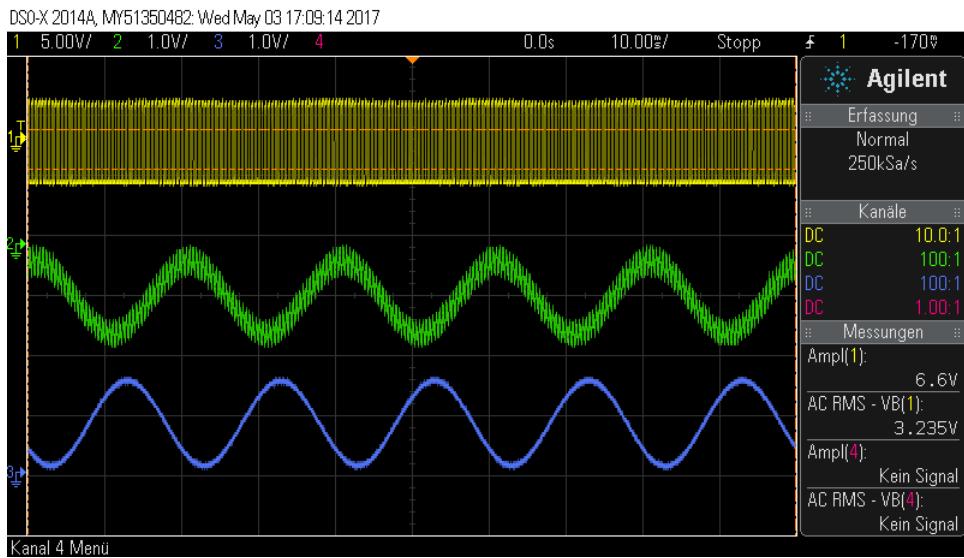


Abbildung 29: Empfangssignal in verschiedenen Filterstufen grob aufgelöst

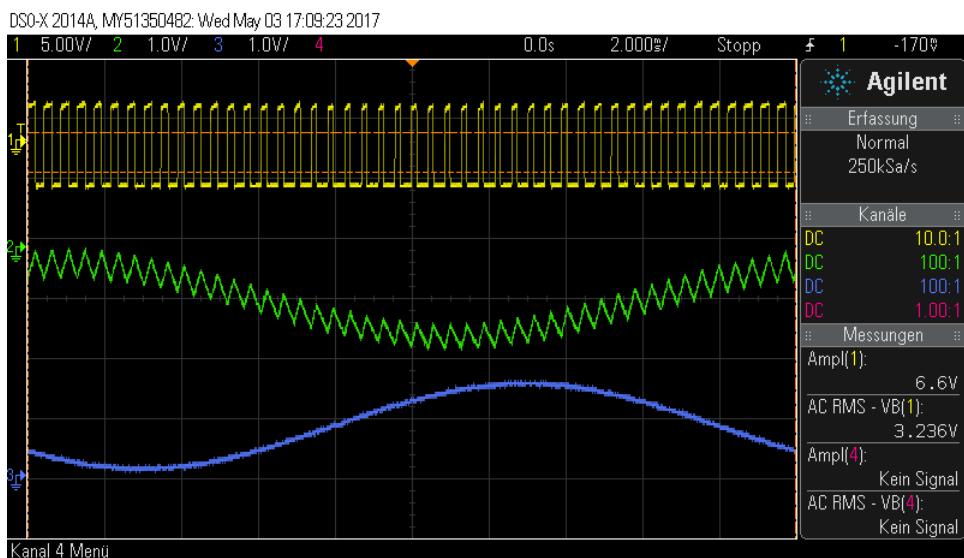


Abbildung 30: Empfangssignal in verschiedenen Filterstufen genauer aufgelöst

7.3 Gesamtsystem

In dieser Messung wurde die Linearität des Gesamtsystems geprüft. Die obere Kurve zeigt das Eingangssignal vor der Sendeeinheit, die untere Kurve zeigt das Ausgangssignal nach der Empfangseinheit. Zu Testzwecken wurde die Verstärkung der Empfangseinheit so justiert, dass bei kleiner Eingangsspannung(ca. $4V_{pp}$) an der Sendeeinheit auch selbige von der Empfangseinheit am Ausgang wiedergegeben wird.

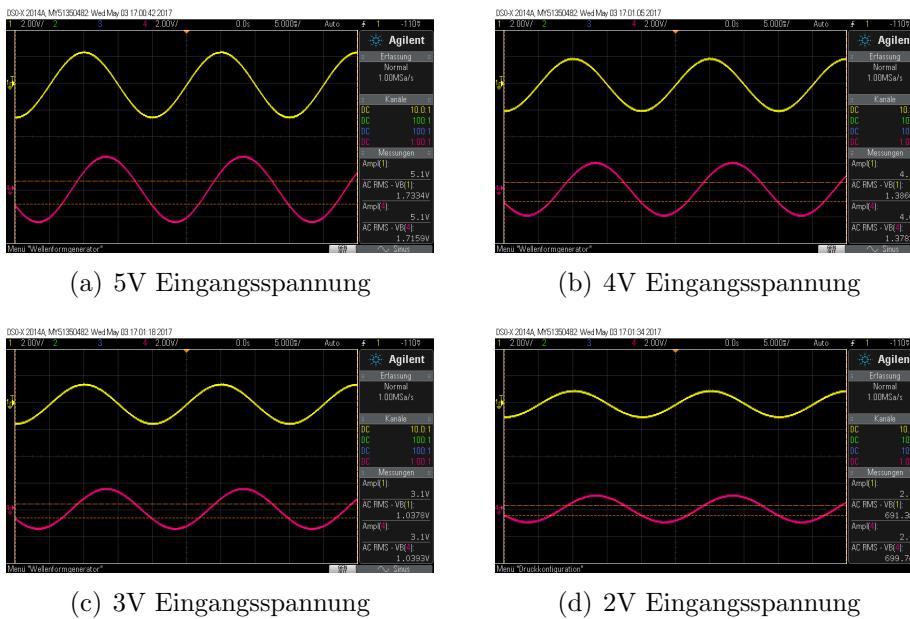


Abbildung 31: Linearität des Gesamtsystems

Zur Überprüfung der Linearität wird der Quotient aus Eingangssignal und Ausgangssignal gebildet. Die folgende Tabelle(Tabelle 1) zeigt einen annährend gleichbleibenden Quotienten und somit, dass das Gesamtsystem linear ist.

| Messung | $\frac{U_{ein}}{V}$ | $\frac{U_{aus}}{V}$ | $\frac{U_{ein}}{U_{aus}}$ |
|---------|---------------------|---------------------|---------------------------|
| a | 5,1 | 5,1 | 1 |
| b | 4,1 | 4,0 | 1.025 |
| c | 3,1 | 3,1 | 1 |
| d | 2,1 | 2,1 | 1 |

Tabelle 1: Linearitätsprüfung des Gesamtsystems

8 Justierung der Übertragungsstrecke

8.1 Rahmenbedingungen

Zur Justierung der Übertragungsstrecke sind folgende Rahmenbedingungen zu beachten:

- maximale Eingangsspannung der Sendeeinheit(7V)
- maximale Ausgangsspannung der Empfangseinheit(5V)
- Linearität der Modulation
- Einfacher Umrechnungsfaktor für das gegebene System

8.2 Berechnung des Innenwiderstandes

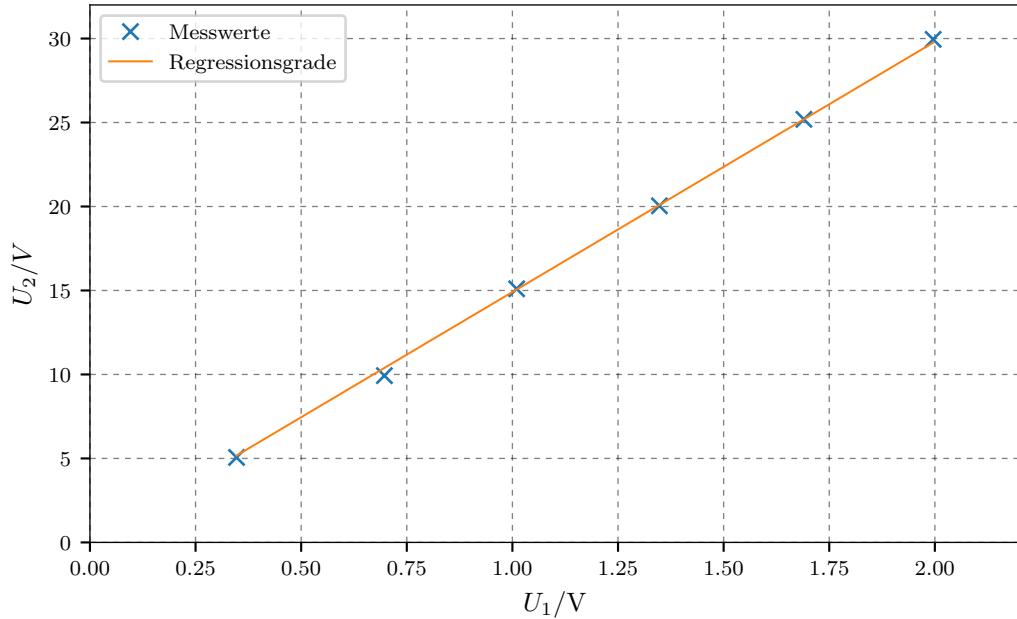
Es besteht die Möglichkeit die Impedanz der Sendeeinheit mittels Kippschalter umzuschalten. In der ersten Schalterstellung kann eine Impedanz von 0 bis $10k\Omega$ vorgegeben werden, in der zweiten eine Impedanz von 0 bis $50k\Omega$. Diese werden mittels Trimmpotentiometers eingestellt.

8.3 Messergebnisse

Wie in Abb. 31 zu sehen ist, verhält sich der Aufbau über den gesamten 100kV Messbereich linear. Die Funktion der dargestellten Regressionsgeraden lautet:

$$y_i = 50,387569655 \cdot x_i - 0,97547594819 \quad (12)$$

Abbildung 32: Messwerte mit Regressionsgeraden(9,89k Ω Impedanz)



Der Widerstand wurde für einen Umrechnungsfaktor von 50000 auf 9,89k Ω eingestellt.

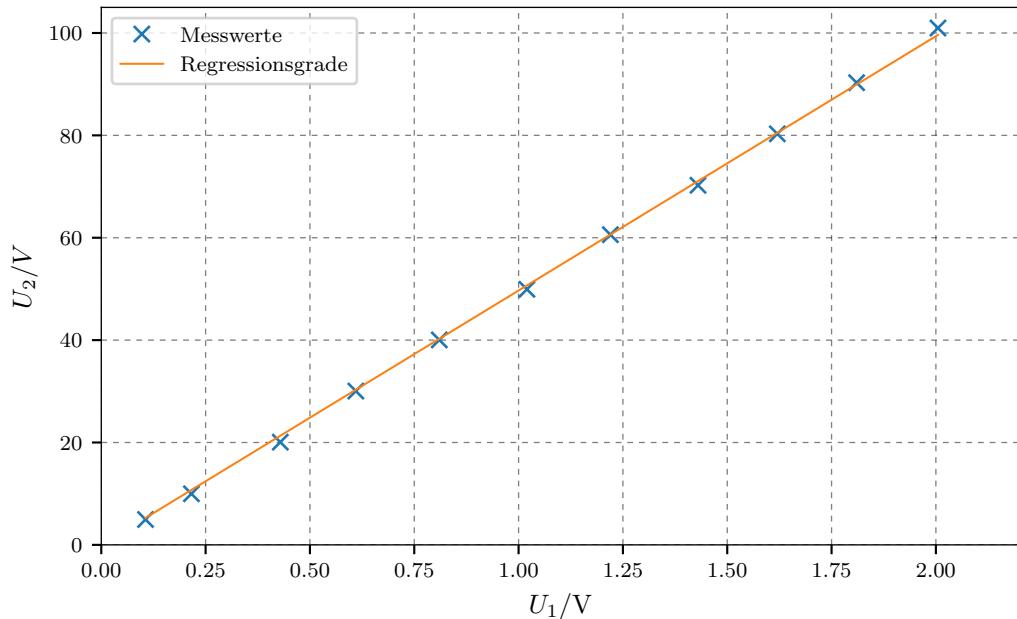
| | | | | | | |
|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| U1/V | 1.996 | 1.690 | 1.348 | 1.010 | 0.697 | 0.347 |
| U2/V | 29.95 | 25.19 | 20.04 | 15.10 | 9.93 | 5.06 |

Tabelle 2: Messwerte für 9,89k Ω Impedanz

Auch in Abb. 32 ist zu sehen, dass sich der Aufbau über den gesamten 30kV Messbereich linear verhält. Die Funktion der dargestellten Regressionsgeraden lautet:

$$y_i = 15,1468815033 \cdot x_i - 0,348516015902 \quad (13)$$

Abbildung 33: Messwerte mit Regressionsgeraden



Der Widerstand wurde für einen Umrechnungsfaktor von 15000 auf $2,97k\Omega$ eingestellt.

| | | | | | | |
|---------|--------|-------|-------|-------|-------|-------|
| U_1/V | 2.005 | 1.810 | 1.620 | 1.430 | 1.220 | 1.020 |
| U_2/V | 100.97 | 90.29 | 80.30 | 70.25 | 60.60 | 49.93 |
| U_1/V | 0.810 | 0.610 | 0.429 | 0.216 | 0.106 | |
| U_2/V | 40.04 | 30.05 | 20.07 | 9.98 | 4.96 | |

Tabelle 3: Messwerte für $2,97k\Omega$ Impedanz

8.4 Qualität der Regressionsgeraden

Die ermittelten Regressionsgeraden für die 30kV Messung und die 100kV Messung, zur Linearitätsuntersuchung der Gesamtschaltung, wurden auf ihre Aussagekraft hin untersucht. Anhand des Bestimmtheitsmaßes lässt sich

ausdrücken wie gut die Regressionsgeraden für den gewählten Zusammenhang passen. Hat es den Wert 1 stimmt das Regressionsmodell exakt überein, ist es hingegen 0 besteht kein Zusammenhang für das gewählte Regressionsmodell mit den Messwerten.

Das Bestimmtheitsmaß errechnet sich wie folgt:

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2} \quad (14)$$

wobei:

y_i = y-Werte der Messung

\hat{y}_i = y-Werte des Regressionsmodells (siehe Formel 12 bzw. 13)

\bar{y} = Mittelwert der y-Werte

8.5 30kV Messung

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2} = 1 - \frac{0,1322879878}{2215,9923817778} = 0,999940303 \quad (15)$$

| | Steigung nach Modell | Steigung gerundet |
|----------------------|----------------------|-------------------|
| Ordinate nach Modell | 0,9996982458 | 0,9991921769 |
| Ordinate im Ursprung | 0,9998828785 | 0,9998436788 |

Tabelle 4: Regressionsmodelle für 2,97Ω Impedanz

Das Ergebnis der Berechnung aus Formel 15 für die Regressionsgerade bedeutet, dass das Modell zu 99,99% zutrifft. Der Umrechnungsfaktor von 15000 hat dementsprechend einen zu vernachlässigenden Fehler von 0,01%.

8.6 100kV Messung

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2} = 1 - \frac{2,7174645603}{10679,9212545455} = 0,9997455539 \quad (16)$$

| | Steigung nach Modell | Steigung gerundet |
|----------------------|----------------------|-------------------|
| Ordinate nach Modell | 0,9997501434 | 0,9995324211 |
| Ordinate im Ursprung | 0,9987877496 | 0,9993539593 |

Tabelle 5: Regressionsmodelle für $9,89\Omega$ Impedanz

Das Ergebnis für die 100kV Berechnung aus Formel 16 trifft für die Regressionsgerade zu 99,97% zu. Der Umrechnungsfaktor von 50000 hat dementsprechend einen ebenfalls zu vernachlässigenden Fehler von 0,03%.

9 Anhang

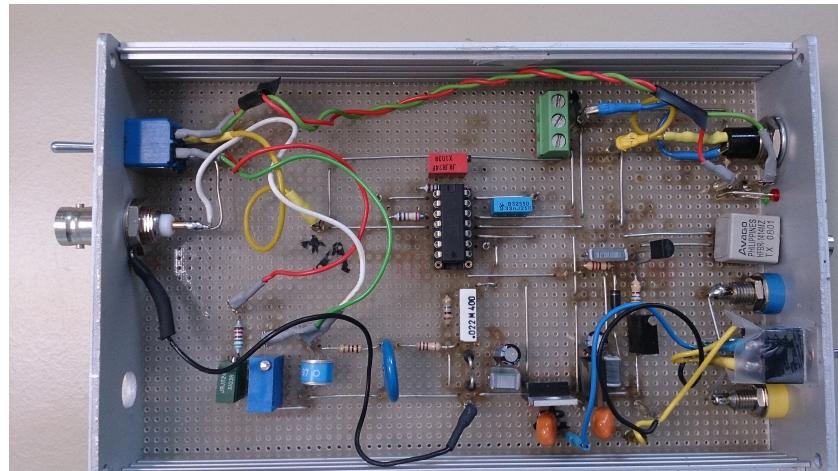


Abbildung 34: Aufbau Sendeeinheit

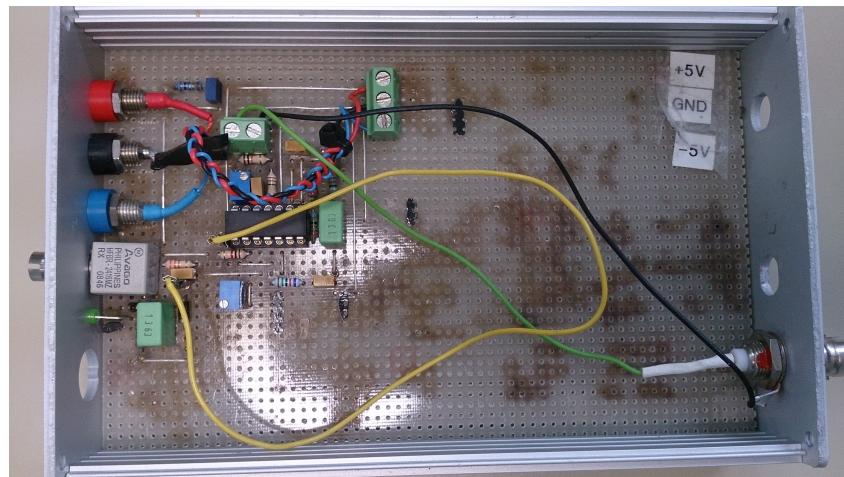
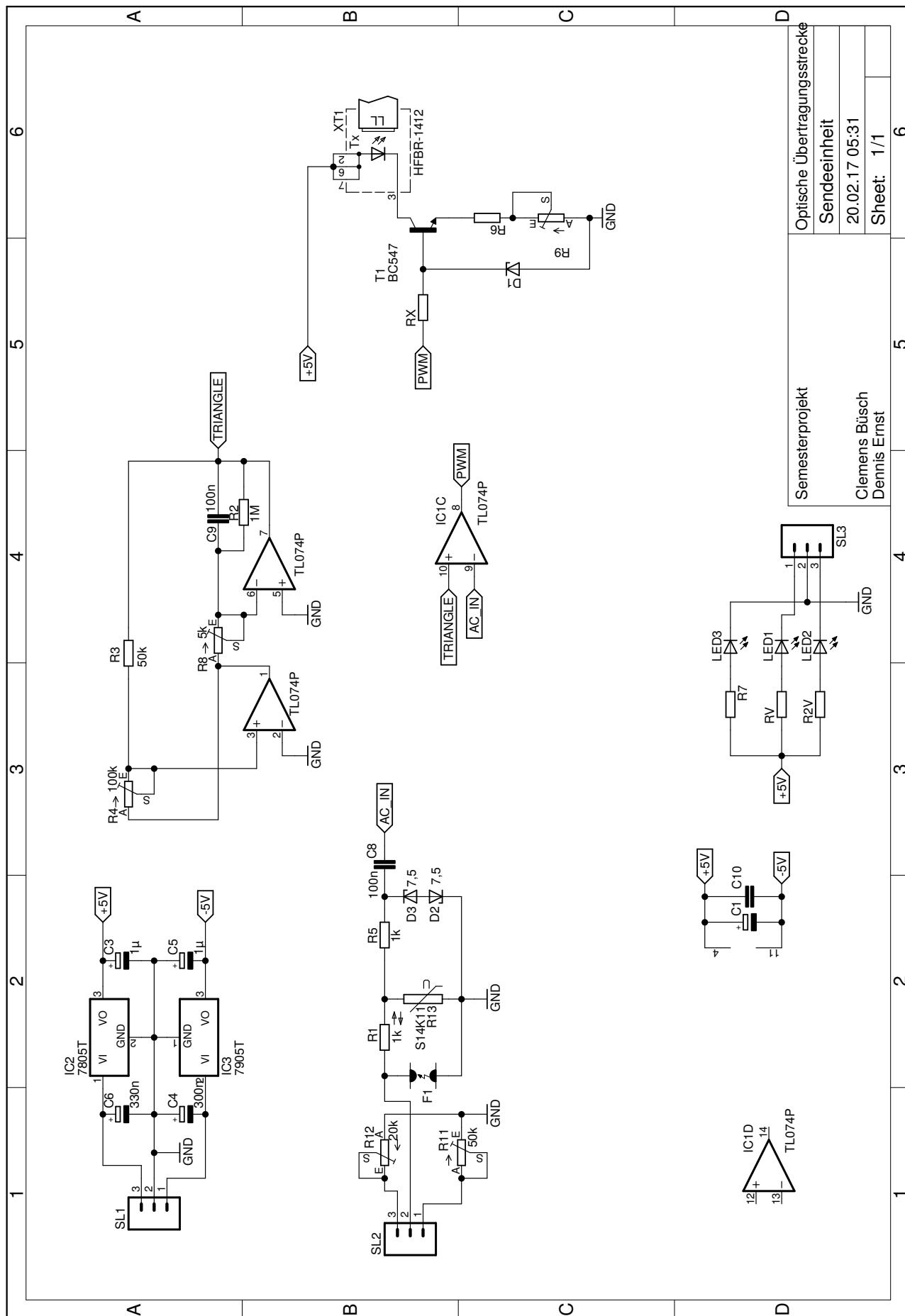
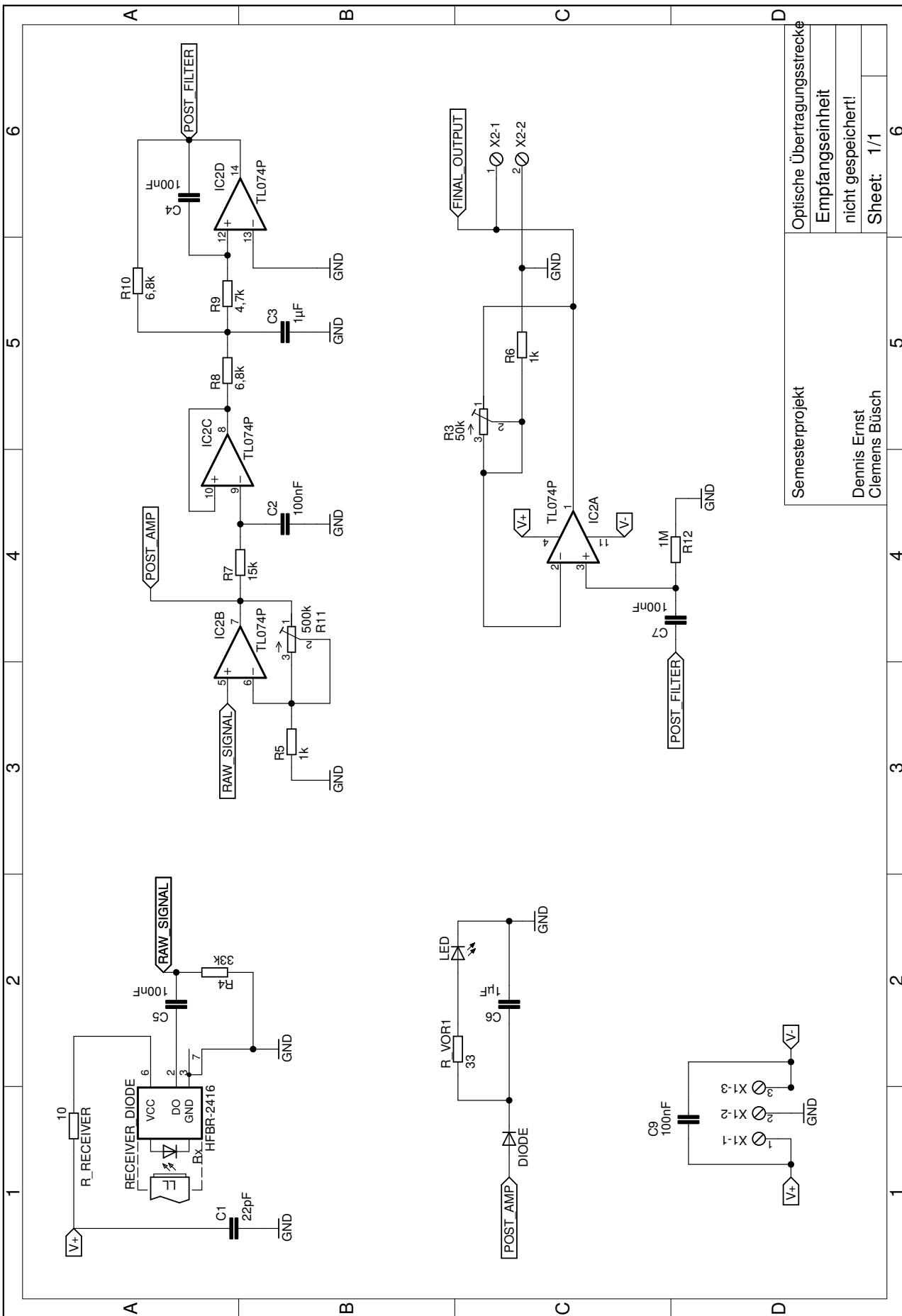


Abbildung 35: Aufbau Empfangseinheit





Abbildungsverzeichnis

| | | |
|----|---|----|
| 1 | Frequenzmodulation | 4 |
| 2 | Amplitudenmodulation | 5 |
| 3 | Pulsweitenmodulation | 6 |
| 4 | Genereller Systemaufbau | 7 |
| 5 | Systemaufbau | 7 |
| 6 | Pulsweitenmodulation Illustration | 8 |
| 7 | Projektstruktur | 9 |
| 8 | Spannungsversorgung | 9 |
| 9 | Kaskade | 10 |
| 10 | Miller Integrator | 11 |
| 11 | Komparator | 12 |
| 12 | Diodentreiber | 12 |
| 13 | Prinzipschaltbild Empfangsdiode | 14 |
| 14 | Beschaltung Empfangsdiode | 15 |
| 15 | Vorverstärker | 16 |
| 17 | Filtercharakteristiken | 17 |
| 18 | Auszug Design Report | 18 |
| 19 | Butterworth-Tiefpass | 19 |
| 20 | Endstufe | 20 |
| 21 | Eingangsspannung vs. Ausgangsspannung $20k\Omega$ Impedanz . . . | 21 |
| 22 | Eingangsspannung vs. Ausgangsspannung $50k\Omega$ Impedanz . . . | 21 |
| 23 | Simulation Millerintegrator und PWM-Synthese | 22 |
| 24 | Simulation Diodenstrom | 23 |
| 25 | Simulation Frequenz-und Phasengang Butterworth-Tiefpass . | 24 |
| 26 | Simulation Ausgangsverstärker | 24 |
| 27 | Eingangssignal,Dreieck und PWM grob aufgelöst | 25 |
| 28 | Eingangssignal,Dreieck und PWM genauer aufgelöst | 26 |
| 29 | Empfangssignal in verschiedenen Filterstufen | 27 |
| 30 | Linearität des Gesamtsystems | 28 |
| 31 | Messwerte mit Regressionsgeraden($9,89k\Omega$ Impedanz) | 30 |
| 32 | Messwerte mit Regressionsgeraden | 31 |
| 33 | Aufbau Sendeeinheit | 33 |
| 34 | Aufbau Empfangseinheit | 34 |