

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

8. November 2016

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	2
2	Übertragungsverfahren	2
2.1	Analoge Übertragungsarten	2
2.1.1	Direkte Übertragung	2
2.1.2	Frequenzmodulation	3
2.1.3	Amplitudenmodulation	4
2.2	Digitale Übertragungsarten	5
2.2.1	Pulsweitenmodulation	5
2.3	Wahl des Übertragungsverfahrens	6
2.4	Pulsweitenmodulation - Theorie	7
3	Projektstruktur	8
4	Schaltungsentwurf - Sendeeinheit	8
4.1	Spannungsversorgung	8
4.2	Eingangsstufe	9
4.3	Dreiecksgenerator	10
4.4	Komparator	10
4.5	Diodentreiber	11
5	Schaltungsentwurf - Empfangseinheit	12
5.1	Beschaltung der Empfangsdiode	12
5.2	Signalaufbereitung	14
5.3	Tiefpass	16
5.3.1	Filtercharakteristiken im Vergleich	16
5.3.2	Dimensionierung des Filters	16
5.4	Endstufe	18

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 Überschlüge 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 Messsignal 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 kommenden 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 Messsignal 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

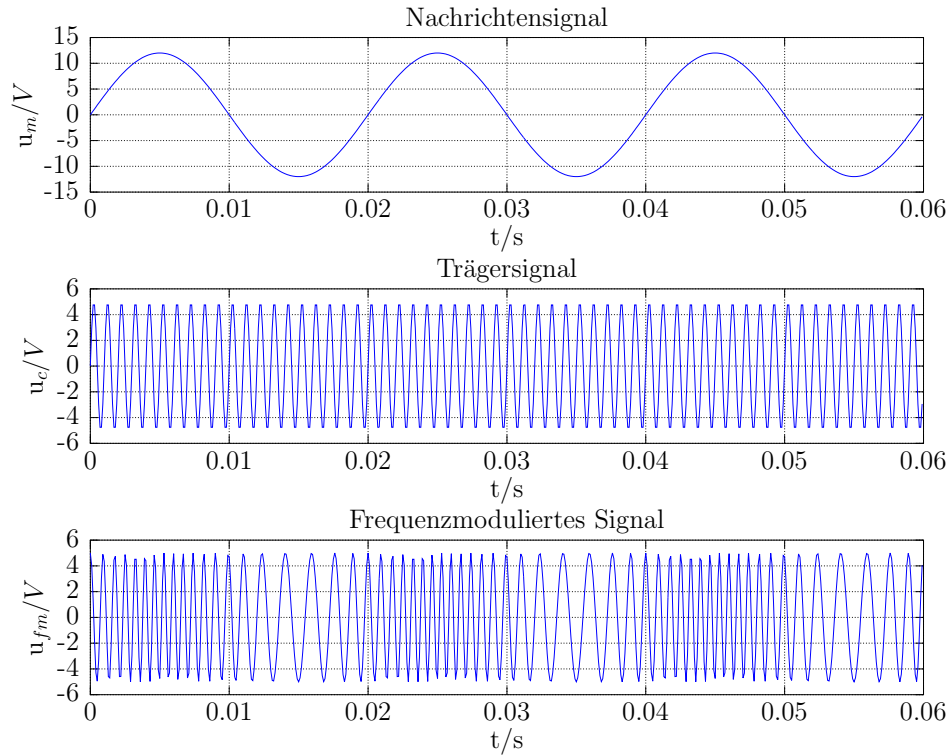


Abbildung 1: Frequenzmodulation

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

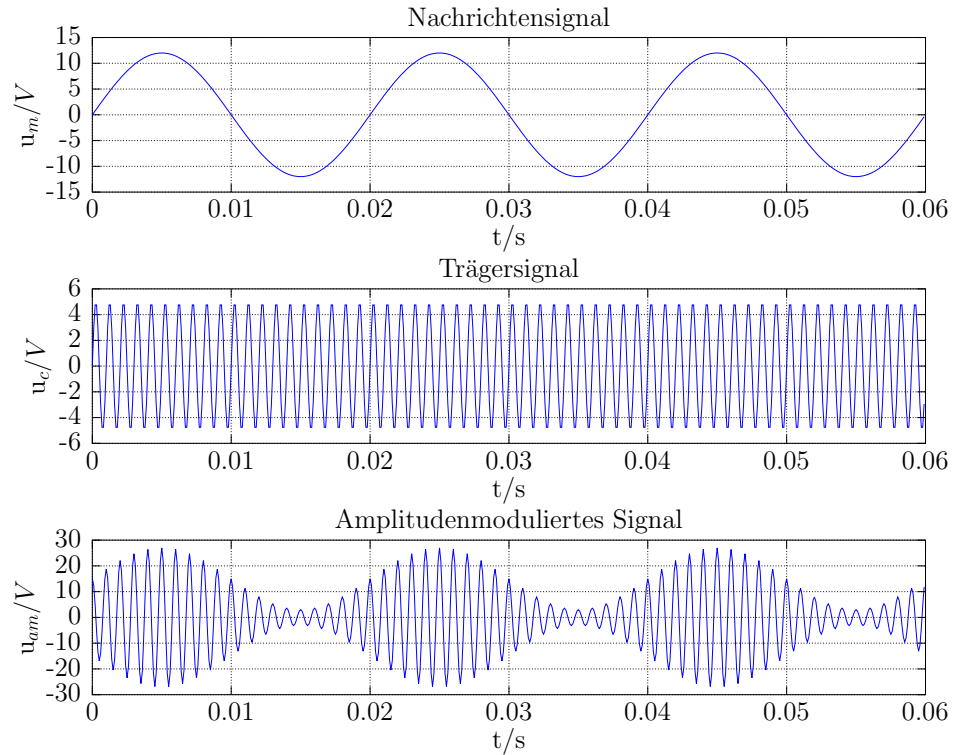


Abbildung 2: Amplitudenmodulation

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

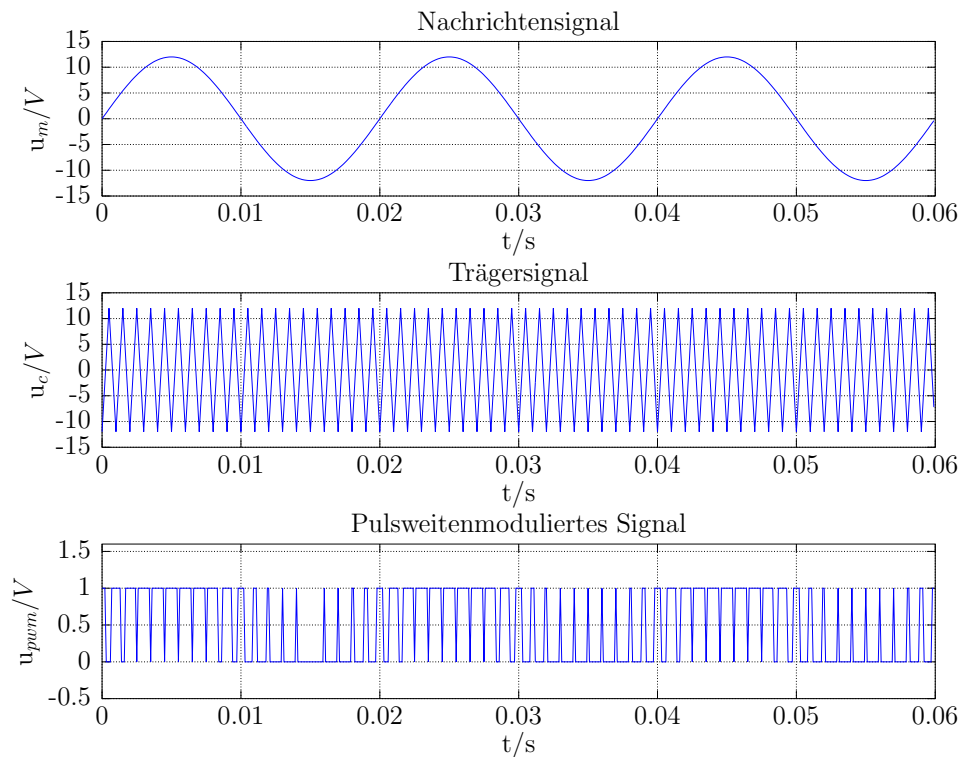


Abbildung 3: Pulsweitenmodulation

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 des Trägersignals kodiert wird sondern in der Pulsweite des Trägersignals. 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 pulswertenmodulierten Signals erfolgt durch

einen Tiefpass, welcher lediglich das Nachrichtensignal im Passband hat.

2.3 Wahl des Übertragungsverfahrens

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

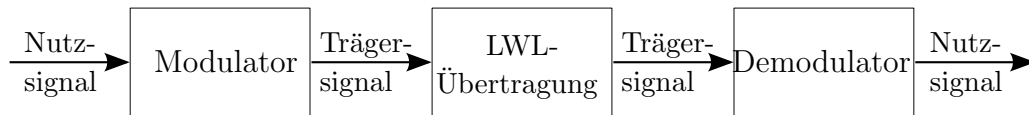
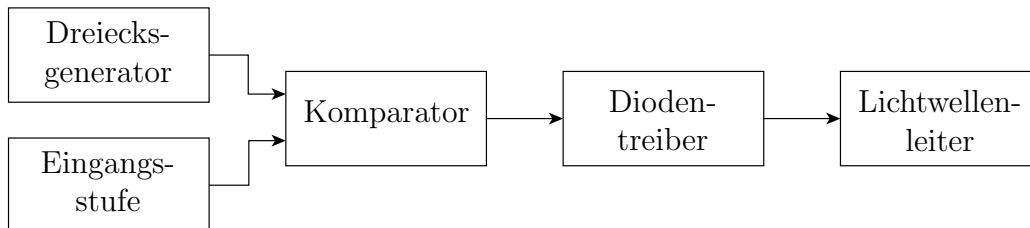


Abbildung 4: Prinzipieller Systemaufbau

Die Evaluation der 3 verbliebenen Varianten liefert die Pulsweitenmodulation(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:

Sendeeinheit:



Empfangseinheit:

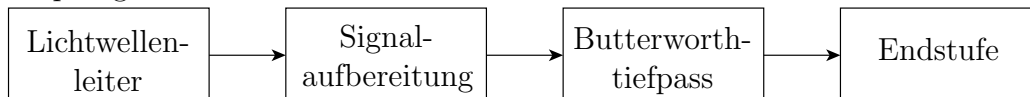


Abbildung 5: Systemaufbau

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 Abtastwert 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.

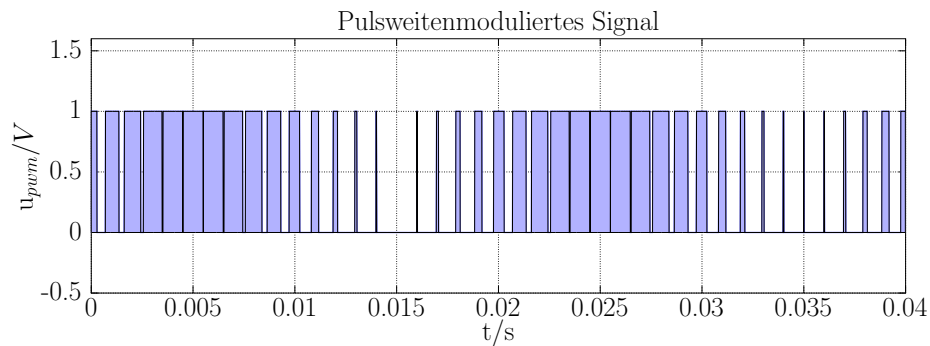


Abbildung 6: Pulsweitenmodulation Illustration

3 Projektstruktur

Das Projekt wird in folgende Teilprobleme zerlegt.

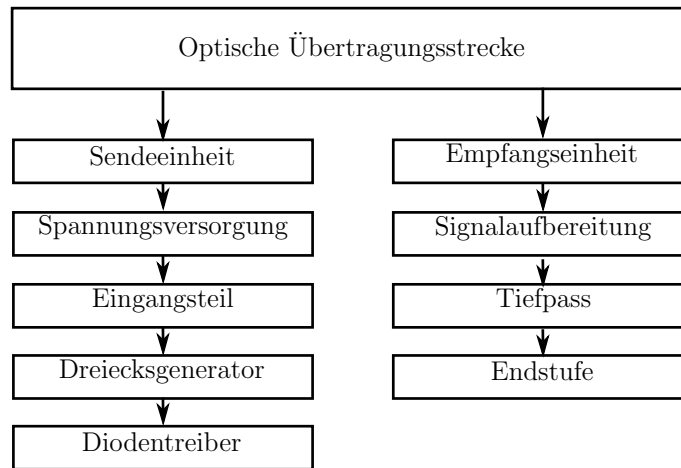


Abbildung 7: Projektstruktur

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.

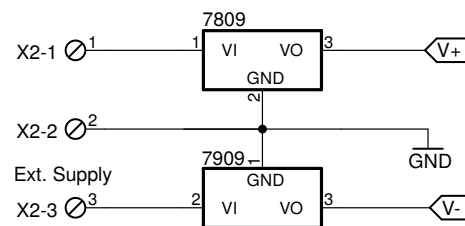


Abbildung 8: Spannungsversorgung

4.2 Eingangsstufe

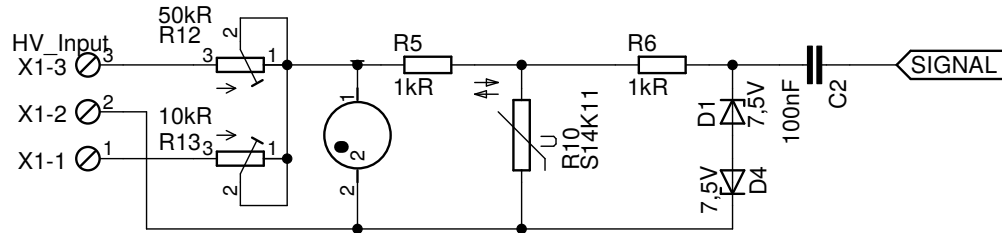


Abbildung 9: Kaskade

Die Eingangsstufe der Sendeeinheit dient zum Einen zur Einstellung der gewünschten Impedanz und zum Anderen 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 Durchbruchspannung von $60V$ gewählt, der Varistor S14K11 ist mit einer AC-Durchbruchspannung von $11V$ gewählt und die Zenerdioden 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

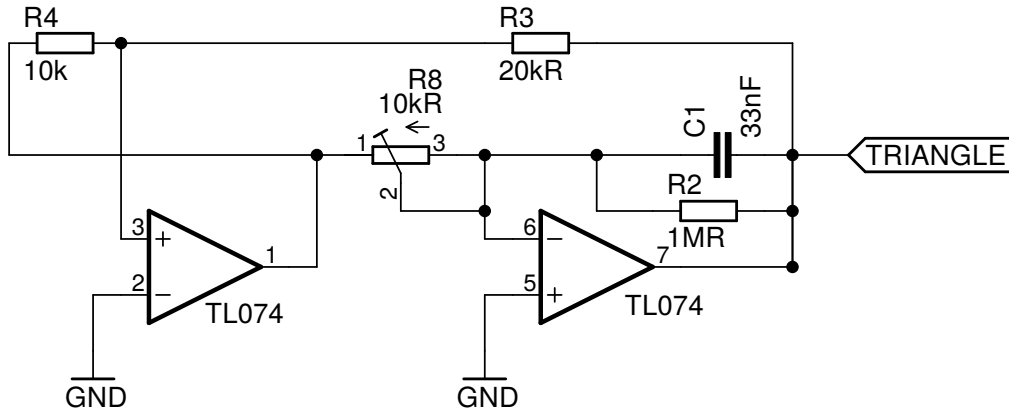


Abbildung 10: Miller Integrator

Für die Generierung eines Dreiecksignals wurde ein Miller-Integrator verwendet. Die Grundlage für die Schaltung liegt in einer Applicationnote von TI¹. Das Grundprinzip dieser Schaltung besteht aus einem Integrator, 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:

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

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

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

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.

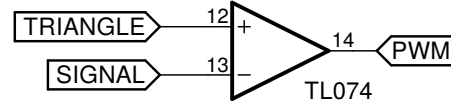


Abbildung 11: Komparator

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 Widerständen konstant ist, ist auch der Strom durch

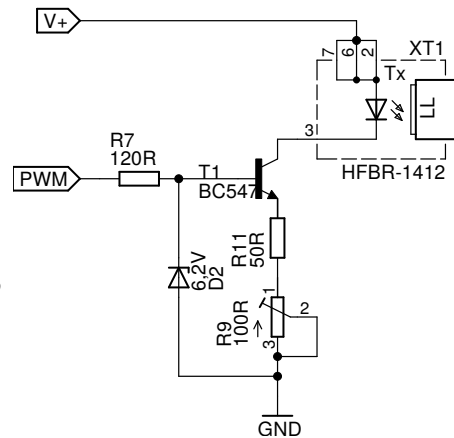


Abbildung 12: Diodentreiber

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.

$$I_{konst} = \frac{U_z - U_{BE}}{R_9 + R_{11}} \quad (4)$$

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:

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

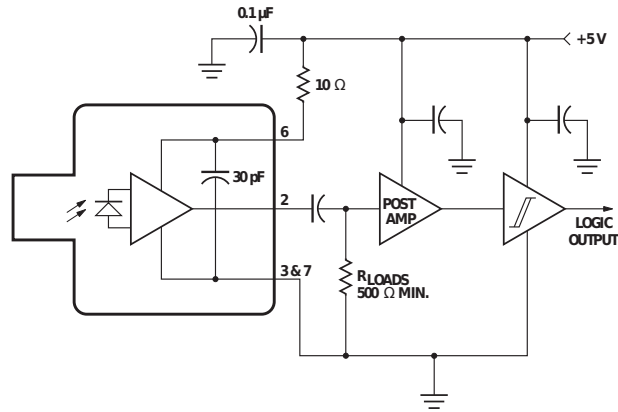


Abbildung 13: Prinzipschaltbild Empfangsdiode

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 $33\text{k}\Omega$ gewählt. Damit ergibt sich eine neue Grenzfrequenz von $f_g = 48,23\text{Hz}$.

Berechnung des Hochpasses:

Mit $C_5 = 100\text{nF}$ und $f_g = 50\text{Hz}$ folgt:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (5)$$

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

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

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

Nachfolgend die realisierte Schaltung:

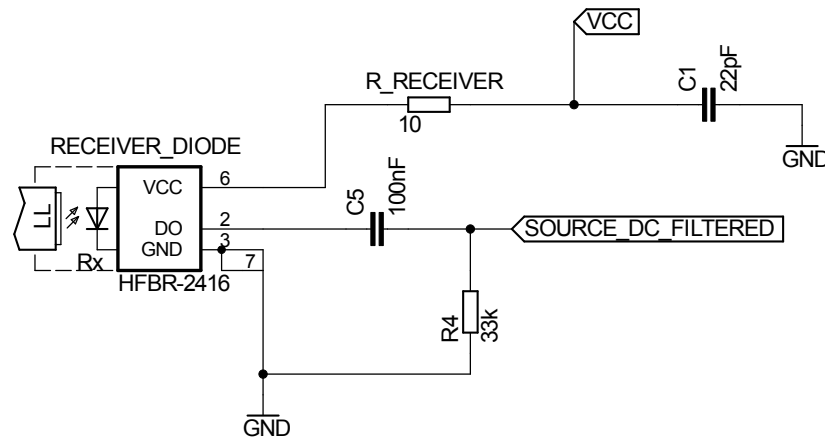


Abbildung 14: Beschaltung Empfangsdiode

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:

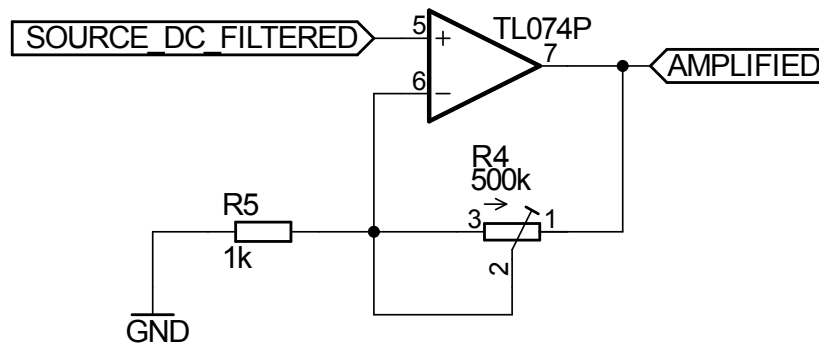


Abbildung 15: Vorverstärker

Damit die Schaltung für verschiedenen 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, sowie das Nachrichtensignal $\geq 50Hz$ sind und somit für das menschliche Auge kein Flackern auftritt.

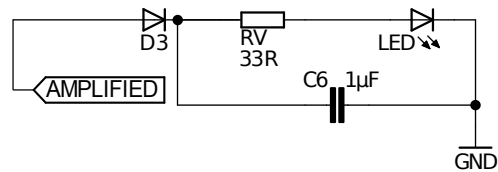


Abbildung 16: Signaldetektion

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.

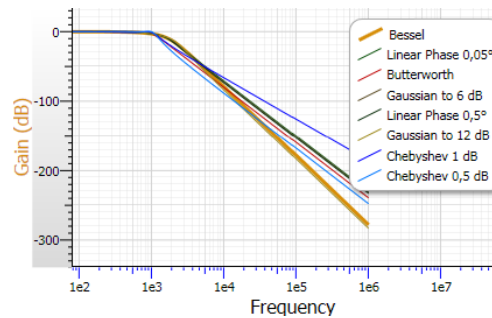


Abbildung 17: Filtercharakteristiken

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

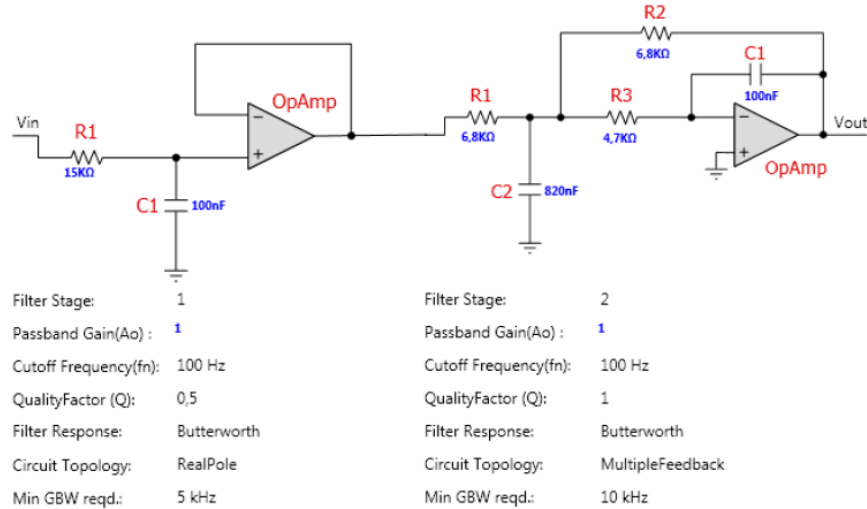


Abbildung 18: Auszug Design Report

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.

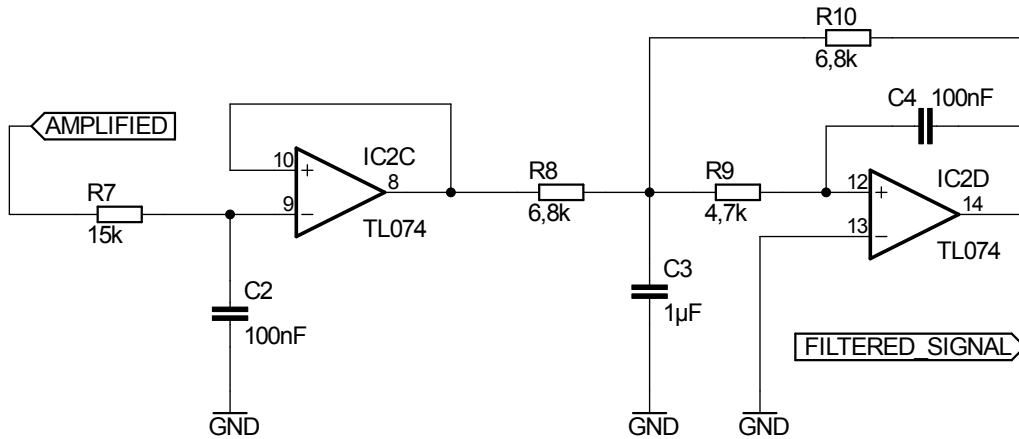


Abbildung 19: Butterworth-Tiefpass

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 des Verstärkers ist somit über das Potentiometer von 0 bis 50 einstellbar.

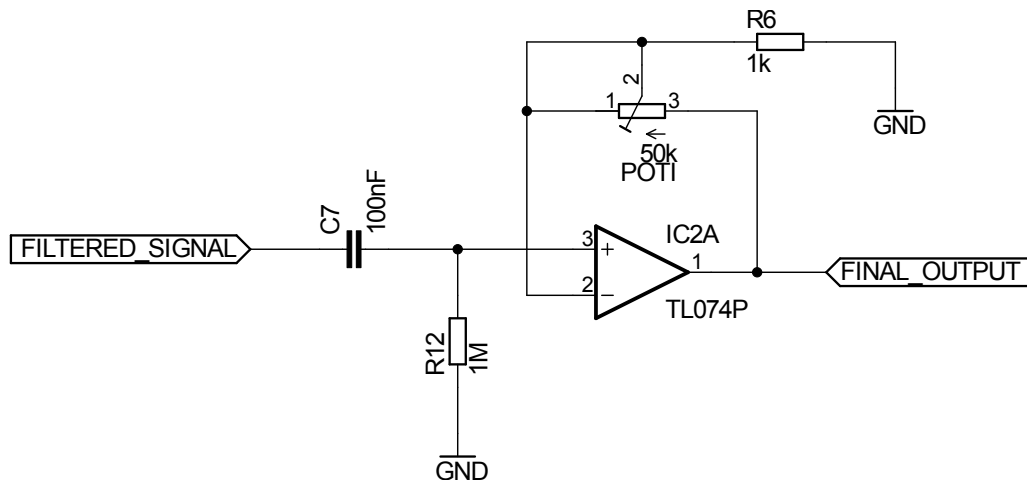


Abbildung 20: Endstufe

Abbildungsverzeichnis

1	Frequenzmodulation	3
2	Amplitudenmodulation	4
3	Pulsweitenmodulation	5
4	Prinzipieller Systemaufbau	6
5	Systemaufbau	6
6	Pulsweitenmodulation Illustration	7
7	Projektstruktur	8
8	Spannungsversorgung	8
9	Kaskade	9
10	Miller Integrator	10
12	Diodentreiber	11
13	Prinzipschaltbild Empfangsdiode	13
14	Beschaltung Empfangsdiode	14
15	Vorverstärker	14
16	Signaldetektion	15
17	Filtercharakteristiken	16
18	Auszug Design Report	17
19	Butterworth-Tiefpass	18
20	Endstufe	19