Aktive Intensitätsstabilisierung eines Lasers mithilfe von Elektrooptischen Modulatoren

Finn Joseph Jaekel

Bachelorarbeit in Physik
angefertigt im Institut für Angewandte Physik

vorgelegt der
Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät
der
Rheinischen Friedrich-Wilhelms-Universität
Bonn

August 2017

Ich versichere, dass ich diese Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt sowie die Zitate kenntlich gemacht habe.

Bonn, ...
Datum Unterschrift

1. Gutachter: Prof. Dr. Dieter Meschede
2. Gutachter: Dr. Wolfgang Alt

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **1**

2 Theoretische Grundlagen **3**
2.1 Elektrooptische Modulatoren . . . 3
2.1.1 Pockels-Effekt . . . 3
2.1.2 Aufbau der Modulatoren . . . 4
2.2 Regelungstheorie . . . 5
2.2.1 Regelkreise . . . 5
2.2.2 PID-Regler . . . 6
2.2.3 Rückkopplung und Störungsunterdrückung . . . 7
2.3 Netzwerkanalysator . . . 8
2.3.1 Bode-Plots . . . 9

3 Aufbau, Charakterisierung und Optimierung eines Regelkreises zur Stabilisierung der Intensität **11**
3.1 Funktionsweise der Intensitätsmodulation mittels eines EOM . . . 11
3.2 Aufbau, Einstellung und Charakterisierung des Regelkreises . . . 13
3.3 Limitierender Faktor der Bandbreite . . . 15
3.4 Vergrößerung der Bandbreite . . . 17
3.4.1 Bau eines Hochfrequenzverstärkers . . . 17
3.4.2 Charakterisierung des Verstärkers . . . 19
3.4.3 Charakterisierung des zusammengesetzten Verstärkers . . . 21

4 Zusammenfassung, Fazit und Ausblick **23**

A Berechnung des funktionalen T(U)-Zusammenhangs **25**

B Anhänge zum selbst gebauten Verstärker **27**

Literatur **29**

Abbildungsverzeichnis **31**

1 Einleitung

Seit der Entwicklung des Lasers in den 1950er und 1960er Jahren gibt es Bemühungen, Laser immer weiter in Ausgangsleistung und Laserfrequenz zu stabilisieren [1]. Angetrieben wurden diese Bemühungen durch Anwendungen, die eine immer größere Stabilität der Laser benötigten, wie zum Beispiel in jüngerer Zeit die Messung von Gravitationswellen im LIGO-Experiment [2].

Auch für andere Anwendungsbereiche, wie der Speicherung kalter Atome in optischen Gittern, kann es nützlich sein, in einem großen Frequenzbereich stabile Laser zu haben, da eine Störung der Intensität mit einer bestimmten Frequenz unerwünschte atomare Übergänge oder ein Aufheizen der gefangenen Atomen verursachen könnte.

Unter stabilen Lasern versteht man im Allgemeinen Laser, deren Ausgangsleistung (oder auch Intensität) möglichst konstant ist und wenig rauscht und die Frequenz des Lichts möglichst konstant ist. Somit teilt sich die Aufgabe der Laserstabilisierung immer in zwei Probleme auf: Eines beschäftigt sich mit der Stabilisierung der Frequenz und das andere mit der Stabilisierung der Intensität. Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem Teilproblem der Intensitätsstabilisierung bei einem 852 nm Interferenzfilter-Laser (IFL).

Es gibt viele Ursachen für ein Rauschen bzw. für Störungen in der Ausgangsleistung eines Lasers. Der Großteil des Rauschens entsteht durch elektronische Rauscheffekte bspw. an der Laserdiode eines Diodenlasers. Hierbei gibt es das thermische Rauschen (Johnson-Nyquist-Rauschen), welches dadurch entsteht, dass sich Ladungsträger aufgrund ihrer thermischen Energie zufällig bewegen. Zudem gibt es das sog. Schrotrauschen (auch Schottky-Rauschen), welches im Grunde genommen durch die Quantisierung der Ladungsträger (Elektronen oder sog. Löcher) entsteht. Wenn diese (in einem elektrischen Strom) auf eine Potentialbarriere treffen, gehen nicht alle Ladungsträger in einem konstanten Strom über diese, wodurch ein Rauschen auf dem Strom entsteht, welches sich auch auf die Laserleistung überträgt [3].

Um die Intensität eines Lasers extern (aktiv) zu steuern, gibt es verschiedene Möglichkeiten und Ansätze. Eine häufig benutzter Ansatz verwendet sog. akustooptische Modulatoren. Diese erzeugen in ihrem inneren mithilfe einer radiofrequente Wechselspannung (RF-Spannung) an Piezo-Elementen Schallwellen, deren Dichtefluktuationen von Licht als Gitter wahrgenommen wird. Das Laserlicht wird an diesem Gitter gebeugt. Je nach Leistung der RF-Spannung werden unterschiedliche Anteile in die erste Beugungsordnung gebeugt, wodurch die Intensität moduliert werden kann [4]. Akustooptische Modulatoren haben jedoch den Nachteil einer geringen Bandbreite. Bisher wurde in den Laboren der AG Meschede im Institut für angewandte Physik der Universität Bonn mit einem akustooptischen Modulator eine Modulationsbandbreite von maximal 800 kHz erreicht, wobei die Limitierung von der Totzeit der AOM kommt, welche im Bereich von 300 ns liegt [5].

Weitere Ansätze verwenden eine interne Stabilisierung direkt am Laser. So benutzt zum Beispiel der verwendete 852 nm Interferenzfilter-Laser eine Temperatur- sowie eine Stromregelung für einen möglichst stabilen Laser.

Der Ansatz, der in dieser Arbeit verfolgt wird, verwendet einen elektrooptischen Modulator, welcher eine Bandbreite im Bereich von 100 MHz hat [6]. Das Ziel dieser Arbeit ist es, eine Intensitätsstabilisierung mit einer Bandbreite von mindestens 10 MHz zu erreichen und die daraus re-

sultierende Verbesserung der Störungsunterdrückung zu demonstrieren. Die nötigen theoretischen Grundlagen sowie die Funktionsweise der Intensitätsstabilisierung mithilfe eines elektrooptischen Modulators werden erarbeitet. Weiterhin werden Aufbauten und Messungen, die zum Erreichen einer hohen Bandbreite erforderlich sind, dargestellt und erklärt.

2 Theoretische Grundlagen

Dieses Kapitels vermittelt die Kenntnisse von Geräten, Effekten und Theorien, die zum weiteren Verständnis der Arbeit notwendig sind. Hierfür wird kurz die Theorie eines elektrooptischen Modulators sowie Funktionen, die zur Intensitätsmodulation benötigt werden, erklärt. Weiterhin werden in einem kurzen Abschnitt Aufbau und Funktionsweise eines Regelkreises dargestellt. Zu guter Letzt wird noch das Prinzip der Netzwerkmessung bzw. von Netzwerkanalysatoren erklärt.

2.1 Elektrooptische Modulatoren

2.1.1 Pockels-Effekt

Elektrooptische Modulatoren nutzen den Pockels-Effekt - auch linearer elektrooptischer Effekt genannt - aus. Dieser beschreibt die lineare Veränderung des Brechungsindex eines Kristalls unter Einfluss eines elektrischen Felds. Ein Beispiel dafür, wie sich der Brechungsindex unter Einfluss eines in z-Richtung angelegten $\vec{E}$-Feldes ändern kann, ist in Abbildung 2.1 dargestellt.

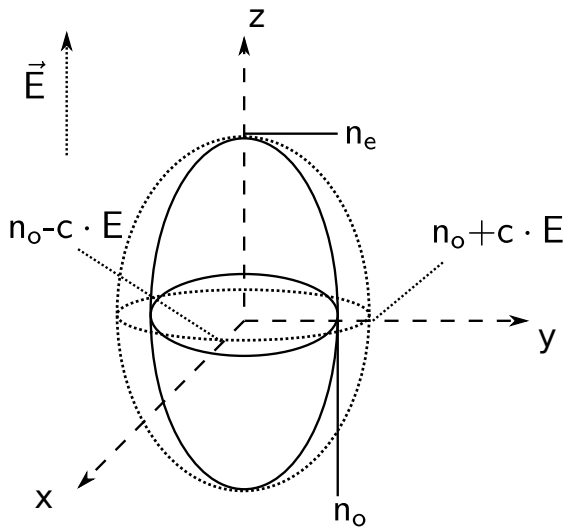


Abbildung 2.1: Brechungsellipsoid in einem Kristall ohne (durchgezogene Linien) und mit in z-Richtung angelegtem $\vec{E}$-Feld (gestrichelte Linien).

Bei dieser Kristallart (in diesem Beispiel sind es tetragonale Kristalle (vgl. [7])) bleibt der Brechungsindex in z-Richtung (der außerordentlicher Brechungsindex) unverändert. In x-Richtung (der ordentlicher Brechungsindex) wird der Brechungsindex um einen zum $\vec{E}$-Feld proportionalen Wert verkleinert, während er in y-Richtung um denselben Wert vergrößert wird. Die Proportionalitätskonstante hängt hierbei vom Material sowie von den geometrischen Beschaffenheiten des Kristalls ab. (Vgl. [7])

2.1.2 Aufbau der Modulatoren

Ein elektrooptischer Modulator besteht nun aus einem Kristall, bei dem der Pockels-Effekt auftritt. An den Enden oder Seiten des Kristalls sind Elektroden angebracht, an denen eine Spannung angelegt werden kann. Je nachdem, ob die Elektroden ein elektrisches Feld parallel oder orthogonal zur Propagationsrichtung des Lichts erzeugen, spricht man vom longitudinalen ($\vec{E}$-Feld parallel) bzw. transversalen ($\vec{E}$-Felds orthogonal) Pockels-Effekt. Mögliche Elektrodenkonfigurationen für einen Modulator mit transversalem und longitudinalem Pockels-Effekt sind in Abbildung 2.2 zu sehen.

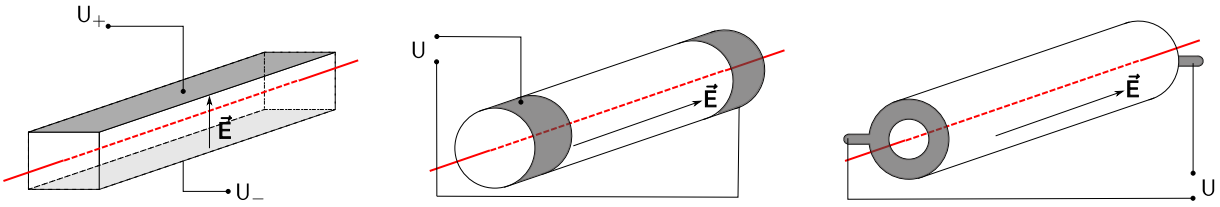


Abbildung 2.2: Aufbau verschiedener elektrooptischer Modulatoren für verschiedene Feldrichtungen. Links: Elektrodenkonfiguration für transversalen Pockels-Effekt ($\vec{E}$-Feld senkrecht zur Propagationsrichtung des Strahls (hier in rot)). Mitte & rechts: Elektrodenkonfiguration für longitudinalen Pockels-Effekt ($\vec{E}$-Feld parallel zur Propagationsrichtung des Strahls)

Der in dieser Arbeit verwendete EOM[1] benutzt Kristalle in einer transversalen Pockels-Effekt-Konfiguration [6].

Legt man nun eine Spannung zwischen den Elektroden an, während durch den Kristall ein Lichtstrahl propagiert, ändert sich der Brechungsindex des Kristalls, wie in Abschnitt 2.1.1 erklärt. Falls das $\vec{E}$-Feld des einfallende Licht nur Komponenten in Richtung der ordentlichen Achse besitzt, wird die Polarisation des Lichts nicht gedreht, es wird lediglich die Phase verzögert. Damit kann man eine variable Phasenverzögerung erreichen. Hat das $\vec{E}$-Feld der Lichtwellen Komponenten in Richtung der außerordentlichen und ordentlichen Achse des Kristalls, so werden diese $\vec{E}$-Feld Komponenten unterschiedlich stark verzögert. Wie bei $\frac{\lambda}{2}$-Platten wird dadurch die Polarisation des Lichts gedreht, bzw. das Licht zirkular, bzw. elliptisch polarisiert. Wichtig für die gewünschte Intensitätsmodulation ist letzterer Fall.

Häufig werden in EOM mehrere Kristalle hintereinander verwendet. Das hat den Vorteil, dass man dadurch die natürliche Doppelbrechung der Kristalle ausgleichen kann[2], und dass man eine geringere Spannung für das gleiche Rotationsvermögen benötigt. Die Anordnung der Achsen der Kristalle kann dadurch recht kompliziert werden, wie in Abbildung 2.3 angedeutet ist.

(Vgl. [6] [7] [8] [9].)

[1] Ein EOM des Typs LINOS Laser Modulator LM 0202

[2] Dies geschieht dadurch, dass ordentliche und außerordentliche Wellen ohne anliegender Spannung insgesamt die gleiche Phasenverzögerung durch alle Kristalle bekommen.

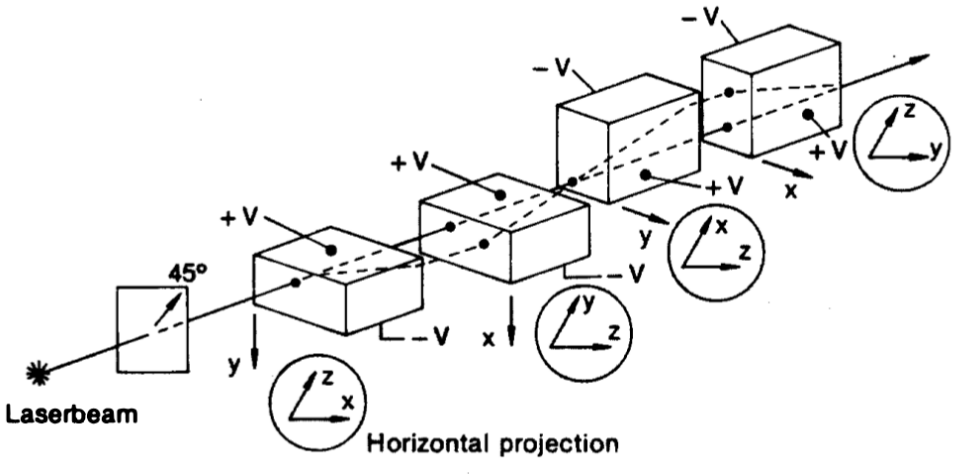


Abbildung 2.3: Kristallkonfiguration in Elektroptischen Modulatoren zur Kompensation der natürlichen Doppelbrechung der Kristalle. Die Pfeile zeigen die Achsen der Kristalle an. Die optische Achse (z-Achse) steht in dieser Konfiguration zwei mal parallel zur Propagationsrichtung des Laserstrahls und zwei mal orthogonal zu dieser Richtung. Über die verschiedenen Orientierungen von x- und y-Achsen wird die natürliche Doppelbrechung kompensiert. Abbildung entnommen und bearbeitet aus [8]

2.2 Regelungstheorie

2.2.1 Regelkreise

Ein Regelkreis (schematisch dargestellt in Abbildung 2.4) hat den Zweck, eine gewisse Ausgangsgröße - die Regelgröße - eines *linearen Systems* auf einem bestimmten Wert - den Sollwert - zu halten. Ein lineares System bedeutet hier, dass die Regelgröße linear auf die später eingeführten Stellgrößen reagiert. Dies ist wichtig, da die Regelungstheorie im Allgemeinen nur für solche lineare Systeme gilt. Dies wird in Abschnitt 3.1 noch wichtig. Um die Regelgröße $y(t)$ auf dem Sollwert

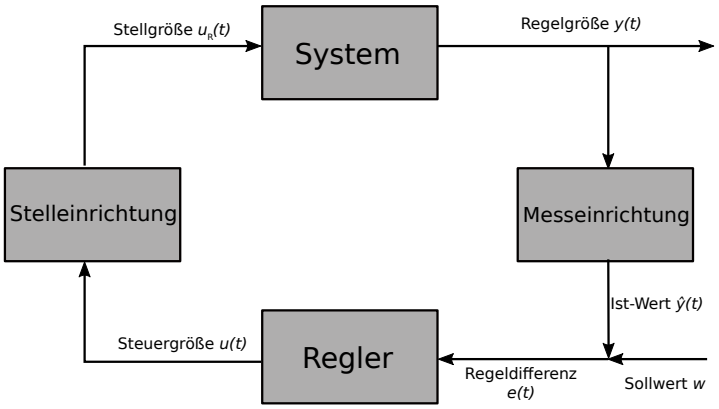


Abbildung 2.4: Schema und Prinzip eines Regelkreises

zu halten wird selbige von einer Messeinrichtung gemessen, welche den sog. Ist-Wert $\hat{y}(t)$ ausgibt. Dieser wird mit dem einzustellenden Sollwert w verglichen. Die Differenz von Ist- und Sollwert ist die sog. Regeldifferenz oder das Fehlersignal $e(t)$[3]. Ein Regler versucht nun diese Regeldifferenz zu minimieren (mehr dazu in Abschnitt 2.2.2). Dazu gibt er die sog. Steuergröße $u(t)$ auf eine Stelleinrichtung, welche wiederum eine Stellgröße $u_{\mathrm{R}}(t)$ in das System speist, wodurch die Regelgröße wieder verändert wird. Dadurch wird wiederum der Ist-Wert - und damit die Regeldifferenz - verändert und in Richtung des Sollwertes gebracht.

2.2.2 PID-Regler

Am häufigsten werden für Regelkreise PID-Regler (PID kurz für Proportional Integral Differential) verwendet. Ein Blockschaltbild eines PID-Reglers ist in Abbildung 2.5 dargestellt. Aufgabe des

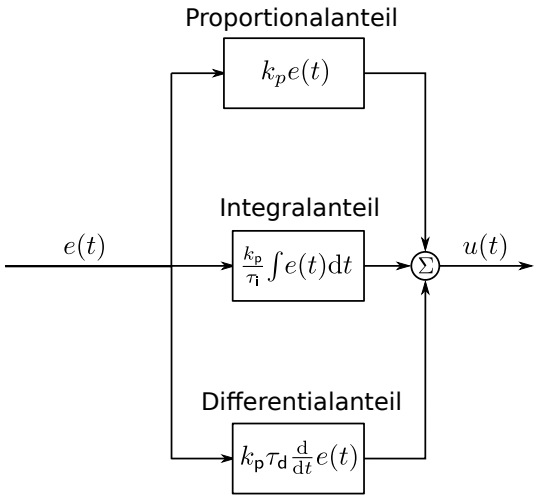


Abbildung 2.5: Blockschaltbild eines PID-Regler.

Reglers ist es, wie gesagt, das Fehlersignal zu minimieren. Dafür bekommt er die Regeldifferenz $e(t)$ als Eingangssignal (meistens in Form einer Spannung). Der PID-Regler setzt sich nun aus drei Teilen zusammen - dem Proportional- Integral- und Differentialteil - von denen jeder das Eingangssignal auf verschiedene Weisen verändert. Der Proportionalteil verstärkt das Signal um einen konstanten Faktor, der Integralteil integriert, und der Differentialteil differenziert das Signal. Für das Gesamtsignal werden alle Anteile zusammenaddiert, sodass das gesamte Ausgangssignal eines PID-Reglers folgendermaßen aussieht:

$$u(t) = k_\mathrm{p}\left(e(t) + \frac{1}{\tau_\mathrm{i}}\int e(t)\,\mathrm{d}t + \tau_\mathrm{d}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}e(t)\right), \tag{2.1}$$

wobei die τ Zeitkonstanten sind, die die Zeitskala angeben, auf der die Anteile reagieren. Diese Zeitkonstanten sind reglerspezifisch und lassen sich oft einstellen und so für verschiedene Anwendungen anpassen.

Um die Einflüsse und Effekte der einzelnen Teile zu erklären, wechselt man von der Zeitdomäne in die Frequenzdomäne. In der Regelungstechnik wird anstelle der Fouriertransformation die Laplace-

[3]Beide Begriffe werden im folgenden synonym verwendet.

Transformation verwendet, die folgendermaßen definiert ist [10]:

$$F(s) = \mathcal{L}f(t) = \int_0^\infty f(t)e^{-st}\,\mathrm{d}t\ , \tag{2.2}$$

wobei $s \in \mathbb{C}$ mit $s = \sigma + i\omega$. ω ist die Kreisfrequenz und σ eine Konstante, die bspw. die Dämpfung eines Signals angibt. Über die Laplace-Transformation bekommt man die Übertragungsfunktion[4]:

$$G(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = k_\mathrm{p}\left(1 + \frac{1}{\tau_\mathrm{i}s} + \tau_\mathrm{d}s\right)\ . \tag{2.3}$$

Das bedeutet, dass in verschiedenen Frequenzbereichen verschiedene Anteile dominant für das Ausgangssignal sind. Für kleine Frequenzen, also langsame Signale, ist der Integralanteil dominant, bei sehr großen Frequenzen der Differentialanteil. Dies kann man auch in Abbildung 2.6 sehen. Dort ist die Übertragungsfunktion des in dieser Arbeit verwendeten Reglers[5] dargestellt. Hier ist noch anzumerken, dass dieser Regler zwei Integratoren besitzt. Diese Art von Reglern nennt sich auch PIID-Regler. Dadurch kommt in der Übertragungsfunktion noch ein Term mit $\frac{k_\mathrm{p}}{\tau_\mathrm{pi}^2 s^2}$ hinzu. Das bedeutet, dass die Verstärkung des Reglers bei sehr kleinen Frequenzen noch größer wird.

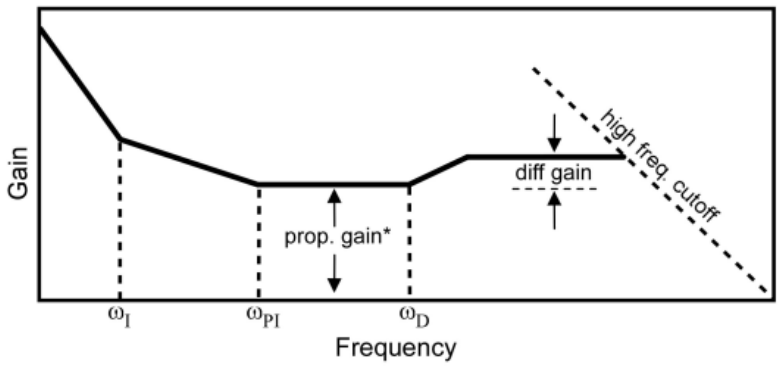


Abbildung 2.6: Betrag der Übertragungsfunktion des verwendeten PIID-Reglers. Hierbei stehen die ω in einem $\frac{1}{\tau}$ Zusammenhang mit den bereits erklärten Zeitkonstanten τ. Bei kleinen Frequenzen sieht man den Einfluss der beiden Integratoren. Bei sehr großen Frequenzen dominiert der Differentiator. Abbildung entnommen aus [11].

(Vgl. [10] [12] [13].)

2.2.3 Rückkopplung und Störungsunterdrückung

In der Regelungs- bzw. Elektrotechnik gibt es einige Begriffe, die zur Charakterisierung eines Regelkreises[6] notwendig sind. So gibt es zum Beispiel den Begriff der *Schleifenverstärkung*. Diese ist im Grunde genommen die bereits vorher eingeführte Übertragungsfunktion von System und Rückkoppelzweig zusammengenommen. In der bereits erwähnten Abbildung 2.4 besteht der Rückkoppelzweig aus Regler und Stelleinrichtung, welche zusammen eine gewisse Übertragungsfunktion,

[4] Übertragungsfunktionen kann man für alle Systeme und Geräte angeben. Sie gibt das Verhältnis zwischen von Eingangs- und Ausgangssignal im Laplace-Raum an. Hier ist sie nur exemplarisch für einen PID-Regler angegeben.
[5] Reconfigurable Laser Servo D2-125 von Vescent Photonics
[6] Oder eines allgemeinen Rückkopplungskreises

nennen wir sie $K(s)$ besitzen. Auch das System zusammen mit der Messeinrichtung besitzt so eine (komplexe) Übertragungsfunktion $P(s)$. Die Schleifenverstärkung ist das Produkt dieser beiden Übertragungsfunktionen. Ein vereinfachtes Schema einer solchen Rückkopplung ist noch einmal in Abbildung 2.7 dargestellt.

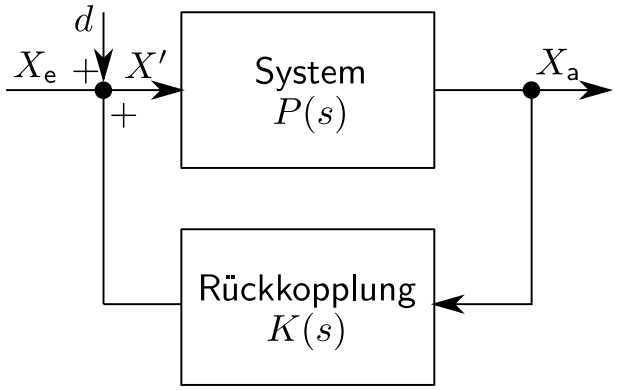


Abbildung 2.7: Vereinfachtes Modell einer Rückkopplung. Das System besitzt die Übertragungsfunktion $P(s)$, der Rückkopplungszweig wird durch die Übertragungsfunktion $K(s)$ beschrieben. Abbildung nach [14].

Die Gesamtübertragungsfunktion des Systems ergibt sich nach [14] zu:

$$G(s) = \frac{P(s)}{1 - K(s)P(s)} \tag{2.4}$$

Möchte man nun wissen, wie das System auf Störungen reagiert, kann man auf das Eingangssignal X_e eine Störung d geben. Diese Störung wird von dem System mit der Übertragungsfunktion $G(s)$ übertragen, sodass die gesamte Störung $d'(s)$ folgendermaßen ist:

$$d'(s) = G(s) \cdot d(s) = \frac{d(s) \cdot P(s)}{1 - K(s)P(s)}$$

Für die Werte von s, für die der Betrag der Übertragungsfunktion $|G(s)| < 1$ ist, wird die Störung unterdrückt. Über die Untersuchung der Übertragungsfunktion $G(s)$ kann man also wertvolle Schlüsse über das System ziehen.

(Vgl. [14])

2.3 Netzwerkanalysator

Der funktionale Aufbau eines Netzwerkanalysators ist in Abbildung 2.8 dargestellt. Einfach ausgedrückt gibt der Netzwerkanalysator am Source-Anschluss eine sinusförmige Spannung aus, dessen Frequenz einen eingestellten Frequenzbereich durchläuft. Dieses Signal kann auf ein Testobjekt oder ein System gegeben werden, welches wiederum ein Ausgangssignal produziert. Am Input des Netzwerkanalysators werden Amplituden- und Phaseninformation in Abhängigkeit der Frequenz gemessen und mit dem Source-Signal verglichen. So kann man bspw. aus dem Verhältnis der Amplituden am Source-Ausgang und am Input die in den Abschnitten 2.2.2 und 2.2.3 bereits eingeführten Übertragungsfunktionen messen.

(Vgl. [15])

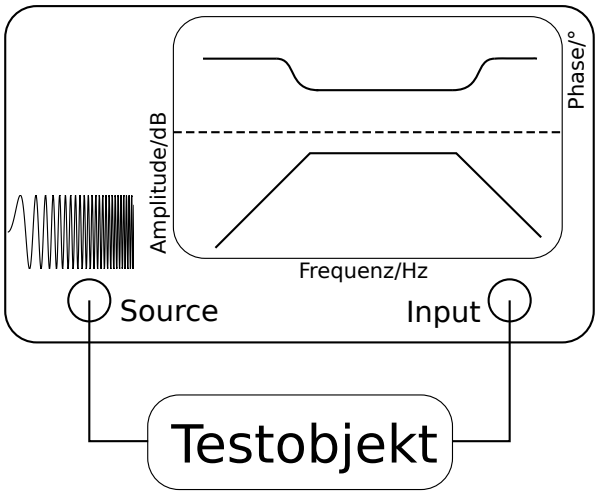


Abbildung 2.8: Funktionaler Aufbau eines Netzwerkanalysators.

2.3.1 Bode-Plots

Amplituden- und Phaseninformationen werden üblicherweise in sog. Bode-Plots dargestellt werden, in welchen das Amplitudenverhältnis (meist in Dezibel (dB)) und die Phase in Abhängigkeit der Frequenz aufgetragen werden. Hierbei ist die Frequenzskala logarithmisch skaliert.

Ein einfaches Beispiel eines Bodeplots ist in Abbildung 2.9 zu sehen. Dort ist die (gemessene) Übertragungsfunktion (Amplitude und Phase gegen Frequenz) eines Hochpasses mit einer Grenzfrequenz von ca. 100 kHz dargestellt.

Eingezeichnet ist der Frequenzgang, die Verstärkung und Phase in Abhängigkeit der Frequenz, sowie eine -3 dB-Linie. Die Frequenz, bei der der Schnittpunkt dieser -3 dB-Linie und der Kurve der Verstärkung liegt, ist die Grenzfrequenz des Hochpasses. In den meisten Fällen gibt man so auch Bandbreiten von Geräten, bspw. von Verstärkern an. Die Frequenz, bei der die Verstärkung eines Verstärkers um 3 dB von der ursprünglichen Verstärkung abweicht, ist die Bandbreite des Geräts. Im Laufe dieser Arbeit sind die meisten Bandbreiten solche -3 dB Bandbreiten, sofern nicht anders definiert.

Weiterhin typisch für Hochpässe ist ein Anstieg der Verstärkung von 20 dB/Dekade sowie eine Phasenverschiebung von $+90°$ für Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz.

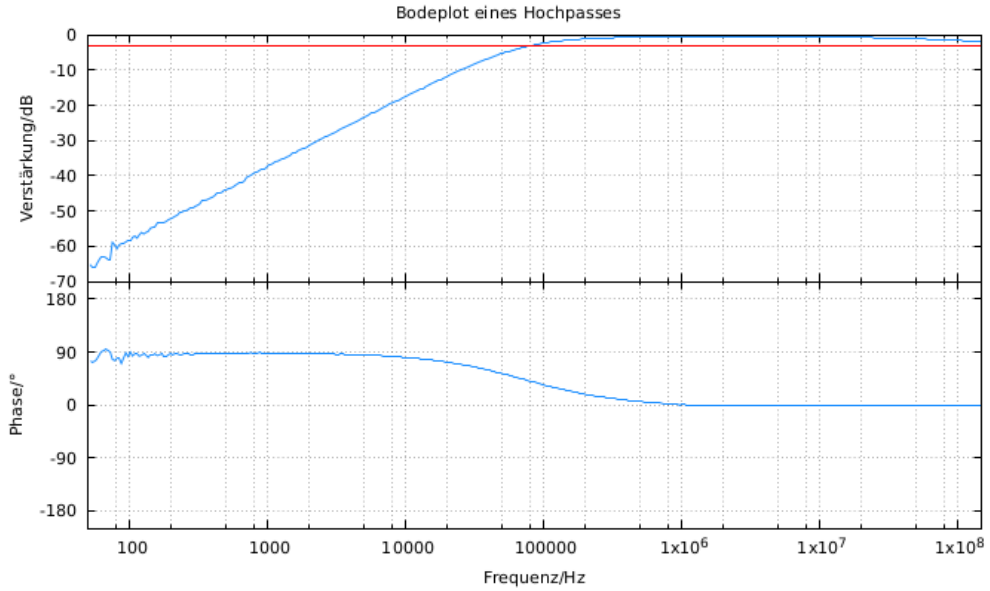


Abbildung 2.9: Gemessener Bode-Plot eines Hochpasses mit einer Grenzfrequenz von 100 kHz. Eingezeichnet in rot ist die −3 dB-Linie, deren Schnittpunkt mit der gemessenen Verstärkung die Bandbreite oder in diesem Fall Grenzfrequenz angibt. Die Verstärkung ist in diesem Fall der Betrag der Übertragungsfunktion.

3 Aufbau, Charakterisierung und Optimierung eines Regelkreises zur Stabilisierung der Intensität

3.1 Funktionsweise der Intensitätsmodulation mittels eines EOM

Um die Intensität eines Lasers mit einem EOM zu modulieren, verwendet man die Fähigkeit eines EOM, die Polarisation von Licht zu drehen. Der Aufbau, den man nun zur Modulation benötigt, ist in Abbildung 3.1 dargestellt.

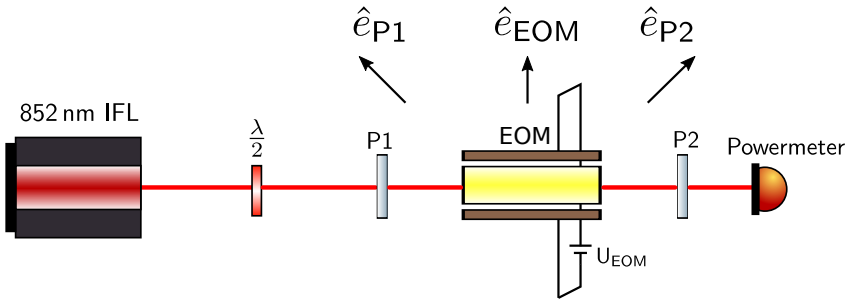


Abbildung 3.1: Aufbau der Intensitätsmodulation. Die Durchlassrichtungen $\hat{e}_{P1/P2}$ der beiden Polarisatoren P1 und P2 stehen in einem Winkel von 90° zueinander. Die Achsen des EOM stehen idealerweise in einem Winkel von 45° zu den Durchlassrichtungen der Polarisatoren.

Der Aufbau besteht aus einem Laser, zwei Polarisatoren, einem EOM (mit Spannungsversorgung) sowie einer $\lambda/2$-Platte, wobei die $\lambda/2$-Platte nur zur Einstellung der Intensität hinter dem Polarisator P1 dient. Die beiden Polarisatoren sind in einem sog. „Crossed-Polarizer-Setup“ verbaut, d.h. die Durchlassrichtungen stehen in einem Winkel von 90° zueinander. Zwischen den gekreuzten Polarisatoren steht der EOM. Die Achse des EOM (also bspw. die außerordentliche Achse) steht idealerweise in einem Winkel von $\alpha = 45°$ zu den Durchlassrichtungen der Polarisatoren. Legt man nun an den EOM eine Spannung an, so wird die Polarisation je nach anliegender Spannung gedreht, sodass verschieden große Anteile des Lichts auf die Durchlassrichtung des zweiten Polarisators gedreht werden. Zwischen der Transmission hinter dem zweiten Polarisator und der am EOM anliegenden Spannung besteht somit folgender Zusammenhang ([6],[8],[9]):

$$T = \sin^2(2\alpha)\sin^2\left(\frac{\pi U_{\text{EOM}}}{2U_\pi}\right) \tag{3.1}$$

wobei U_π die sog. „Halbwellen“-Spannung[1] ist. Sie hängt ab vom Kristallmaterial, von den geometrischen Eigenschaften des Kristalls sowie von der Wellenlänge des Lichts. Der Hersteller gibt für

[1] Engl.: Halfwave-Voltage

den verwendeten Kristall aus Kaliumdideuteriumphosphat (KD*P) eine Halbwellenspannung von 360 V bei einer Wellenlänge von 1064 nm an ([6]). Bei der Wellenlänge des Lasers von 852 nm ist die Halbwellenspannung somit ungefähr 288 V [2].

Der Zusammenhang aus Gleichung (3.1) wurde mithilfe des in Abbildung 3.1 dargestellten Aufbaus durchgemessen und ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Dafür wurde die Leistung hinter dem zweiten Polarisator in Abhängigkeit von der am EOM anliegenden Spannung gemessen. Für die Transmission wurde als Referenzleistung die Leistung vor dem 2. Polarisator, also nachdem das Licht den EOM passiert hat, gemessen. Zur Leistungsmessung wurde ein Laserleistungsmessgerät („Powermeter“) verwendet.

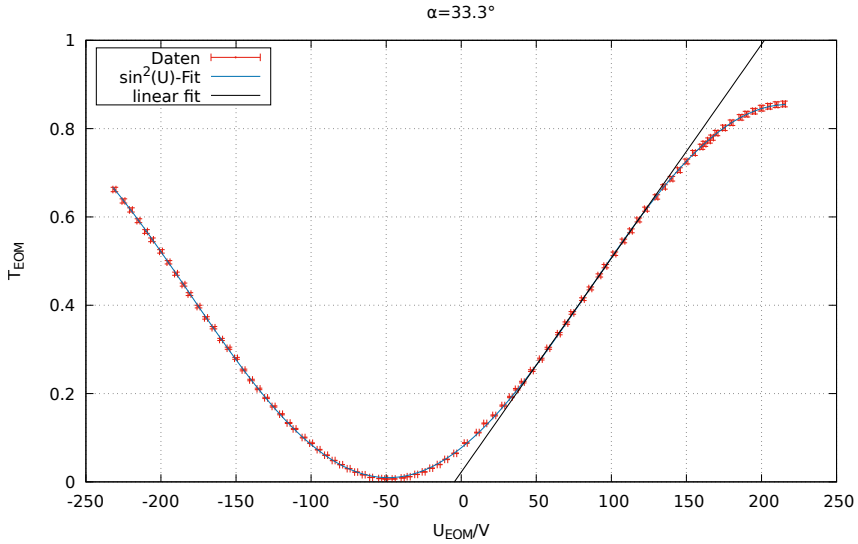


Abbildung 3.2: Transmission des 2. Polarisators in Abhängigkeit der am EOM anliegenden Spannung. Zudem wurden ein linearer Fit und ein $\sin^2(2\alpha)\sin^2(U_{\mathrm{EOM}})$-Fit durchgeführt.

Man sieht, dass die Datenpunkte sehr gut durch einen $\sin^2(U_{\mathrm{EOM}})$-Zusammenhang beschrieben werden können. Die maximale Transmission ist in diesem Fall nicht 1, woraus man schließen kann, dass die Polarisatoren nicht in einem idealen Winkel von 45° zu den Achsen des EOM stehen. Über eine Funktionsanpassung an die Datenpunkte gemäß Gleichung (3.1) bekommt man für α den Wert $\alpha = (33{,}3 \pm 0{,}1)°$. Da die maximale Transmission und die gemessene Kurve für weitere Untersuchungen erst einmal ausreichen, wurde diese Einstellung der Polarisatoren beibehalten. An dieser Stelle können weitere Optimierungen für eine größere Leistungstransmission durchgeführt werden.

Aus Abschnitt 2.2 ist bekannt, dass man für einen Regelkreis ein lineares System benötigt. In dieser Arbeit wird deswegen für Justier- und Messzwecke die Intensität um den Punkt, an dem die vermessene Kurve die stärkste Steigung hat, bzw. um das Zentrum des linearen Bereiches geregelt. Dieser Bereich liegt in etwa zwischen 50 V und 120 V, wie die Gerade in Abbildung 3.2 zeigt. Für die weiteren Messungen und Tests wird der sog. Arbeitspunkt bei einer Spannung von 85 V gewählt. Um diesen Punkt herum wird die Leistung stabilisiert.

Der Nachteil dieser Wahl des Arbeitspunktes liegt eindeutig darin, dass über die Hälfte der Leistung des Lasers nicht verwendet wird. In der Realität geht sogar noch etwas mehr Leistung im EOM

[2] Die Halbwellenspannung ist proportional zur Wellenlänge des Lichts.

verloren, da dieser laut Hersteller eine Transmission von 91 % hat [6]. Tatsächlich erreicht wurde jedoch nur eine Transmission von etwa 80 %. Somit bekommt man mit diesen Einstellungen nur noch 0,36 % der ursprünglichen Laserleistung. Zudem müssen später noch ca. 5 mW[3] der Leistung für die Überwachung des Regelkreises mit der In-Loop Photodiode (Siehe Abschnitt 3.2) abgezweigt werden. Für eine potentielle Anwendung später wählt man daher den Arbeitspunkt so nahe wie möglich am Transmissionsmaximum, jedoch noch in einem möglichst linearen Bereich. In dieser Messung wäre also eine Wahl des Arbeitspunktes im Bereich von ungefähr 115 V angemessen.

3.2 Aufbau, Einstellung und Charakterisierung des Regelkreises

Nachdem man nun die Möglichkeit hat, die Intensität eines Lasers zu verändern, benötigt man als nächsten Schritt einen Regelkreis aufbauen (Abschnitt 2.2.1), um die Intensität auf einem bestimmten Wert zu halten. Dafür wird der in Abbildung 3.3 dargestellte Aufbau verwendet. Dieser besteht aus dem bereits bekannten Aufbau aus Abbildung 3.1, jedoch wird das Powermeter durch zwei Photodioden (PD) ersetzt, welche über einen Strahlteiler (BS[4]) verschiedene Anteile des Lichts bekommen. Der Rest des Regelkreises funktioniert folgendermaßen: Das Signal der

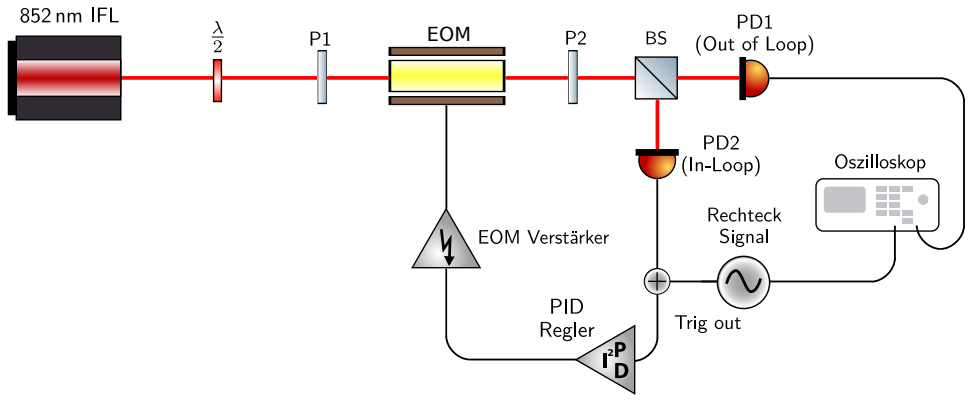


Abbildung 3.3: Schematischer Aufbau des Regelkreises. Zur Charakterisierung und Einstellung des Regelkreises wird auf das Signal der Photodiode 2 (PD2) ein Rechtecksignal hinzugegeben.

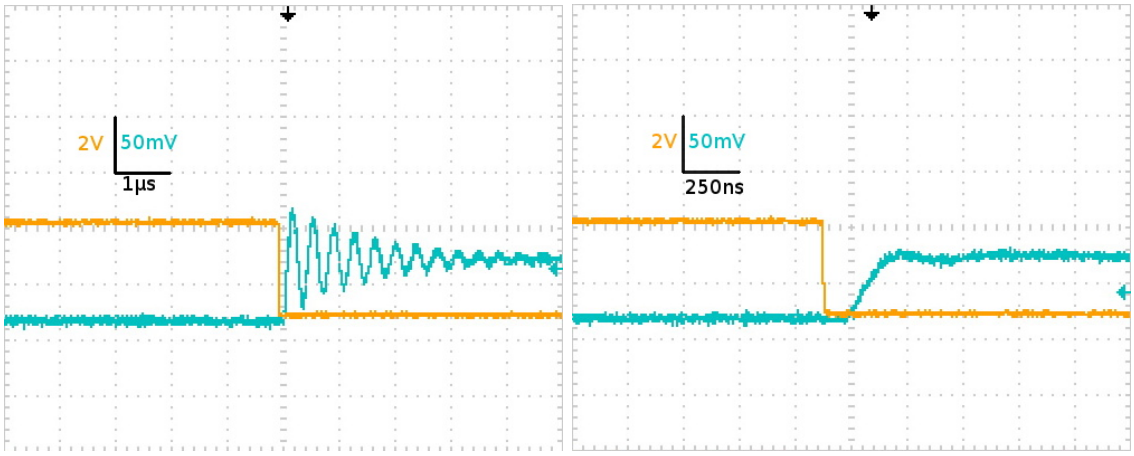
„In-Loop"-Photodiode geht in den in Abschnitt 2.2.2 erwähnten PIID-Regler. Dieser hat einen internen Spannungsoffset, um den Sollwert einzustellen. Das Ausgangssignal des Reglers steuert einen Hochspannungsverstärker[5], welcher die am EOM anliegende Spannung steuert, wodurch wiederum die Intensität verändert werden kann (s. Abschnitt 3.1).

Der Regler muss nun für den Regelkreis eingestellt werden. Dafür gibt man auf das Signal der In-Loop-Photodiode über einen Signalgenerator ein Rechtecksignal, um einen Sprung in der Intensität bzw. des Sollwerts zu simulieren. Das System reagiert auf diesen Sprung und regelt die Intensität nach. Diese Nachregelung nennt man auch Sprungantwort. Sie ist über das Signal der Out-of-Loop-Photodiode auf einem Oszilloskop (in der Zeitdomäne) beobachtbar, wie in Abbildung 3.4 zu sehen ist. Die Sprungantwort kann man über die Zeitkonstanten, bzw. Grenzfrequenzen des Reglers sowie

[3] Bei einer Wellenlänge von 852 nm wird bei einer Laserleistung von ca. 5 mW eine Spannung von 2,5 V (an einem 50 Ω-Widerstand). Für andere Wellenlängen ist die erzeugte Spannung bei gleicher Laserleistung unterschiedlich. Siehe dazu [16] Abschnitt 6.1 Response Curve.

[4] Engl.: Beamsplitter

[5] Der Verstärker ist ein Leysop 250 Series Video Amplifier, welcher für die Steuerung von EOM gut geeignet ist.



(a) Zu starke Verstärkung (b) Optimale Einstellung

Abbildung 3.4: Verschiedene Sprungantworten des Reglkreises für verschiedene Einstellungen des Reglers. Zu sehen ist die Sprungantwort als Signal der Out-of-Loop Photodiode in blau, sowie in orange das Triggersignal des Signalgenerators, der das erwähnte Rechtecksignal erzeugt.

die Verstärkung des Reglers beeinflussen. Die Konstanten sind so einzustellen, dass die Intensität möglichst schnell, aber ohne große Überschwinger auf einen konstanten Wert nachgeregelt wird. In Abbildung 3.4(a) ist der Regler nicht gut eingestellt: Das System schwingt stark über. In Abbildung 3.4(b) ist der Regler gut eingestellt: Das System steigt nach dem Sprung sehr schnell (mit einem leichten Überschwinger) auf einen konstanten Wert an.

Nach der Einstellung des PID-Reglers wird nun überprüft, wie stark ein Rauschen in der Intensität für verschiedene Frequenzen unterdrückt wird. Dazu wird der in Abbildung 3.5 dargestellte Aufbau verwendet. Zwischen dem Regler und dem Hochspannungsverstärker für den EOM wird die Source-

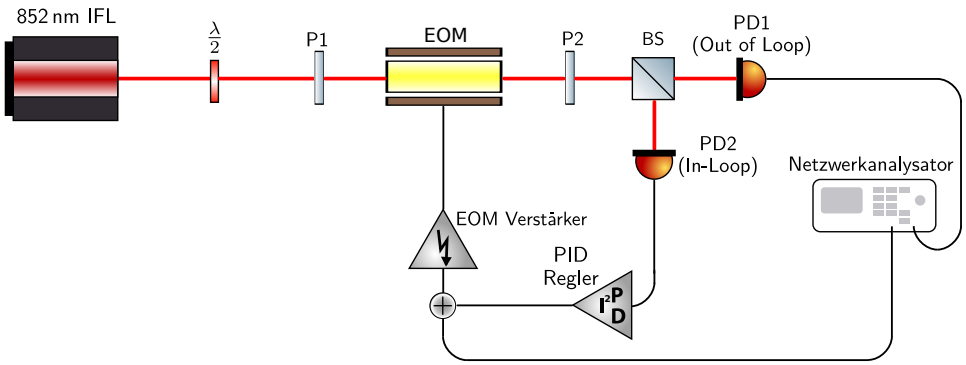


Abbildung 3.5: Aufbau zur Charakterisierung der Rauschunterdrückung

Spannung des Netzwerkanalysators hinzuaddiert. Somit wird über den Verstärker und den EOM künstliches „Rauschen“ auf die Intensität des Laserstrahls gegeben, welches man mit dem Signal der Out-of-Loop-Photodiode auf dem Input des Netzwerkanalysators sehen kann.

Um nun die Rauschunterdrückung zu charakterisieren, wird einmal eine Netzwerkmessung ohne PID-Regler (d.h. mit ausgeschaltetem Regler) und eine Messung mit eingeschaltetem Regler durchgeführt. Aus der Differenz der beiden Messungen erhält man somit die Unterdrückung des

Rauschens.

Die Rauschunterdrückung für zwei verschiedene Einstellungen des PID-Reglers ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Die beiden Kurven unterscheiden sich in den Einstellungen der Zeitkonstanten bzw. Grenzfrequenzen der Integratoren und des Differentiators. Man sieht bei beiden Kurven, dass

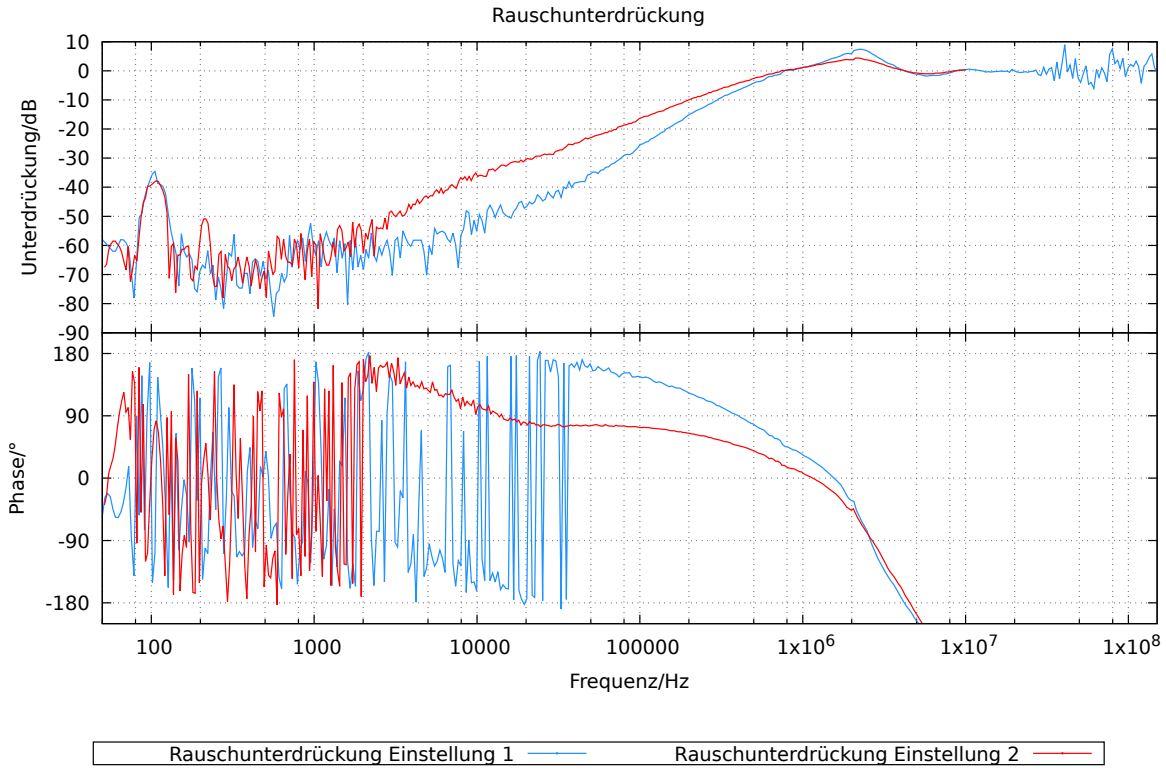


Abbildung 3.6: Rauschunterdrückung für zwei verschiedene Einstellungen des PID-Reglers. In blau: bestmöglich erreichte Einstellung des Systems mit den bisher genannten Bauteilen.

bei kleinen Frequenzen die Unterdrückung des Rauschens sehr gut ist, sie dürfte tatsächlich noch etwas größer sein, da hier die Messung durch das Rauschen des Netzwerkanalysators oder der Photodiode begrenzt wurde. Der bei beiden Messungen zu sehende Peak um 100 Hz sowie der kleine Peak bei ungefähr 200 Hz kommen vom Licht der Deckenbeleuchtung im Raum, in welchem Frequenzkomponenten mit Vielfachen der Netzfrequenz von 50 Hz mitschwingen. Mit zunehmender Frequenz wird die Unterdrückung des Rauschens geringer, je nach Einstellung nimmt die Stärke der Rauschunterdrückung ab 1 kHz (rot) bzw. 10 kHz ab, bis bei einer Frequenz von ungefähr 1 MHz das Rauschen gar nicht mehr unterdrückt wird (Unterdrückung = 0 dB). Bei noch höheren Frequenzen wird das Rauschen sogar verstärkt. Definiert man sich die Bandbreite als den Punkt, ab dem das Rauschen verstärkt statt unterdrückt wird, ergibt sich für diesen Aufbau eine Bandbreite von 1 MHz.

3.3 Limitierender Faktor der Bandbreite

Im vorherigen Abschnitt wurde festgestellt, dass die Bandbreite und Stärke der Rauschunterdrückung limitiert ist. Jetzt geht es darum herauszufinden, was genau diese Bandbreite begrenzt.

Ein naheliegender Kandidat ist der verwendete Verstärker für den EOM. Dieser hat laut Hersteller eine Bandbreite von 6 MHz für rein kapazitive Lasten, deren Kapazität kleiner als 100 pF ist [17]. Die Kapazität des EOM beträgt alleine schon 82 pF, hinzu kommt noch der sog. Kapazitätsbelag der Kabel, welcher je nach Kabelart bei ca. 35-80 $\frac{\text{pF}}{\text{m}}$ liegt [18]. Bei zwei 1 m-Kabeln bekommt man also eine gesamte Kapazität von 152-242 pF, also deutlich mehr als 100 pF. Der EOM selbst hat laut Hersteller eine Bandbreite von 100 MHz (siehe [6]), welche hier noch bei weitem nicht erreicht ist.

Aus diesem Grund wird der Verstärker mit dem Netzwerkanalysator elektronisch vermessen. Dazu wird die Source-Spannung an den Eingang des Verstärkers angelegt und der Ausgang des Verstärkers über einen eingebauten Spannungsteiler (Monitor-Ausgang) an den Input des Netzwerkanalysators angeschlossen. Der Verstärker wird einmal ohne Last und einmal mit der kapazitiven Last des EOM und der Kabel angeschlossen vermessen, um zu überprüfen, wie groß der Einfluss des EOM ist. Das Ergebnis dieser beiden Messungen ist in Abbildung 3.7 zu sehen.

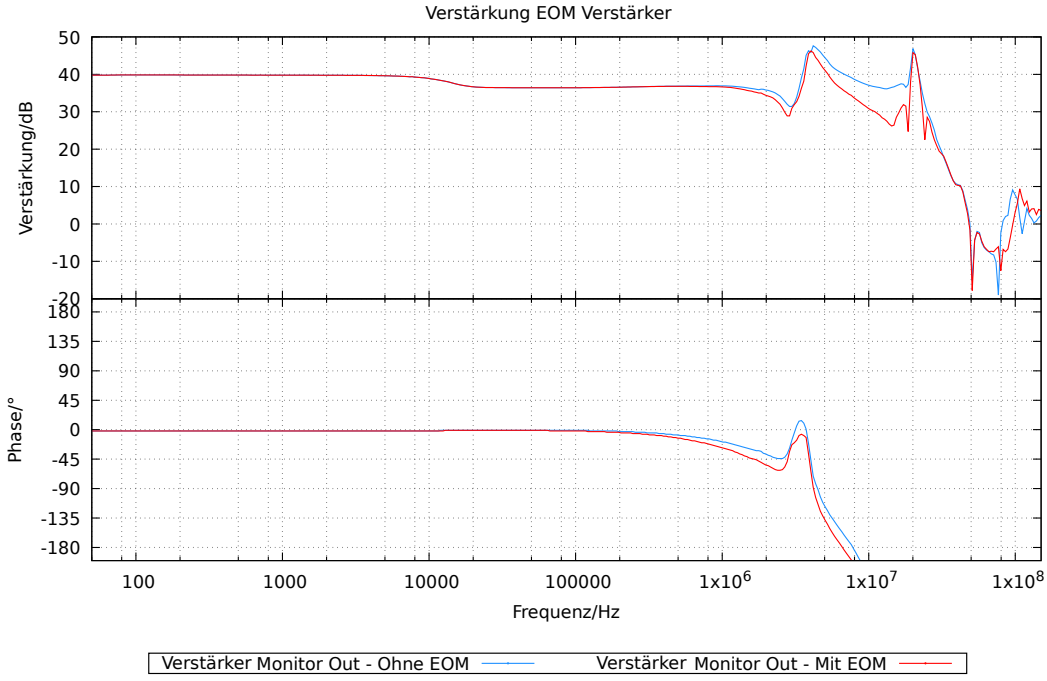


Abbildung 3.7: Bode-Plot des Verstärkers, der den EOM steuert, mit und ohne EOM, um den Einfluss des EOM zu untersuchen.

Man sieht zunächst einmal, dass die Verstärkung des Verstärkers über einen relativ großen Frequenzbereich konstant ist. Bei einer Frequenz von ungefähr 10 kHz gibt es einen kleinen Abfall der Verstärkung um einige dB. Die Herkunft dieses Abfalls ist nicht geklärt. Jedoch hörte man bei der Messung mit dem Netzwerkanalysator bei dieser Frequenz einen hohen akustischen Ton. Eventuell wird hier irgendwo irgendeine Resonanz getroffen. Möglich ist es auch, dass dieser Abfall nur am Monitor-Ausgang auftritt. Ab einer Frequenz von ungefähr 1 MHz wird die Verstärkung jedoch kleiner. Bei noch größeren Frequenzen verhält sich der Verstärker in Amplitude unvorhersehbar und die Phase fällt stark ab, wodurch die Regelbandbreite begrenzt wird. Man sieht auch, dass der EOM (die rote Kurve) keinen großen Einfluss auf den Verlauf der Kurve hat. Die Verstärkung fällt lediglich etwas stärker ab, nachdem die Frequenz von 1 MHz erreicht ist.

Diese Messung zeigt, dass der Verstärker zumindest eine limitierende Komponente des Regelkreises ist. Eventuell gibt es jedoch noch weitere Limitierungen.

3.4 Vergrößerung der Bandbreite

3.4.1 Bau eines Hochfrequenzverstärkers

Eine Idee zur Vergrößerung der Bandbreite ist in Abbildung 3.8 dargestellt. Da der im vorherigen

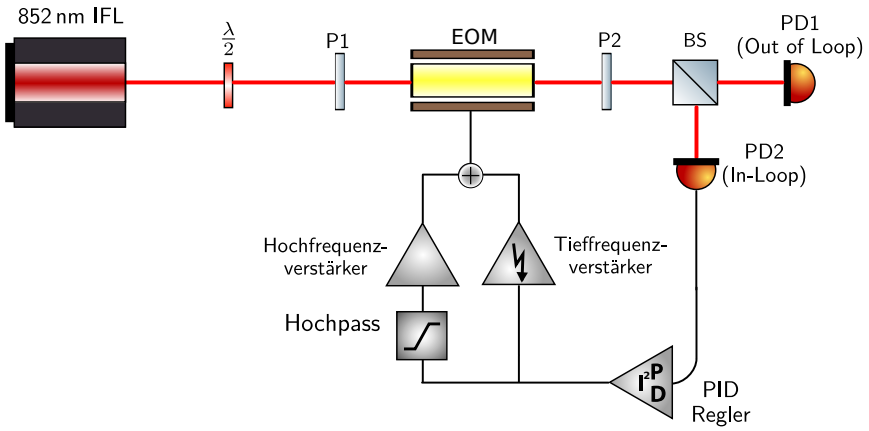


Abbildung 3.8: Erweiterung des Regelkreises um einen zusätzlichen Verstärker um die Bandbreite des Regelkreises zu erhöhen.

Abschnitt vermessene Verstärker zum Einstellen des in Abschnitt 3.1 erwähnten Arbeitspunkts nötig ist, kann man ihn nicht einfach durch einen beliebigen Verstärker mit höherer Bandbreite austauschen. Zudem sind die Spannungen, die für den EOM benötigt werden sehr hoch, wodurch es schwierig wäre einen Verstärker mit hohen Spannungen und hoher Bandbreite zu bauen. Der Grund liegt darin, dass die benötigten Bauteile entweder hohe Spannungen aushalten, aber dafür eine geringe Bandbreite haben, oder aber eine hohe Bandbreite haben, aber nur für kleine Spannungen geeignet sind. Stattdessen konstruiert man einen sog. Verbundverstärker aus einem zweiten zusätzlichen Verstärker, der für die hohen Frequenzen ($f > 100\,\mathrm{kHz}$[6]) verantwortlich ist, während der bisher verwendete Verstärker weiterhin für die hohen Spannungen bei tiefen Frequenzen verantwortlich ist. Dieser Verstärker für die tiefen Frequenzen wird jetzt im folgenden LF-Verstärker[7] genannt. Vor den Hochfrequenzverstärker wird ein Hochpass geschaltet, damit dieser die niedrigen Frequenzen mit hoher Amplitude nicht verstärken muss. Die Ausgänge beider Verstärker werden danach zusammengeführt und auf den EOM gegeben, wie man in Abbildung 3.8 sieht.

Hierbei ist noch wichtig zu erwähnen, dass der LF-Verstärker zwei gegenphasige Ausgänge besitzt, damit eine höhere Differenzspannung am EOM möglich ist.

Daraus ergeben sich für den neuen (jetzt HF-) Verstärker folgende Anforderungen:

1. Bandbreite $\gg 10\,\mathrm{MHz}$, was eine Verbesserung um eine Größenordnung bringen würde

[6] Die Wahl der Grenzfrequenz fällt auf 100 kHz, da diese eine ganze Größenordnung geringer als die in Abbildung 3.7 bestimmte Bandbreite des EOM-Verstärkers ist.

[7] LF engl. für Low Frequency

2. Fähigkeit, eine kapazitive Last zu treiben, da der EOM und die Verbindungskabel Kapazitäten besitzen (siehe Abschnitt 3.3)
3. Ein invertierender und ein nicht-invertierender Ausgang um kompatibel mit dem LF-Verstärker zu sein und um höhere Differenzspannungen erzeugen zu können
4. Signaladdition über einen Kondensator (Hochfrequenzanteil) und einen Widerstand (Tieffrequenzanteil) mit Grenzfrequenz von 100 kHz
5. Konstante Verstärkung im Gesamtsystem für alle Frequenzen.

Zu Punkt 5: Der LF-Verstärker hat eine Verstärkung von 125. Jedoch wird das Eingangssignal des Verstärkers um 22 dB abgeschwächt um den Ausgansspannungsbereich des PIID-Reglers an den Verstärkereingang anzupassen. Damit ergibt sich insgesamt für den LF-Verstärker eine Verstärkung von ungefähr 9, bzw. ungefähr 19 dB, die darum auch der HF-Verstärker haben sollte, um eine über den gesamten Frequenzbereich konstante Verstärkung zu haben.

Ein auf die wesentlichen Bestandteile reduzierter Schaltplan eines Verstärkers, der diese Anforderungen erfüllt, ist in Abbildung 3.9 dargestellt. Ein detaillierter technischer Schaltplan mit allen Versorgungsspannungen, Entkopplungskondensatoren, etc. sowie ein Platinenlayout[8] ist im Anhang zu finden (Abbildungen B.1 und B.2).

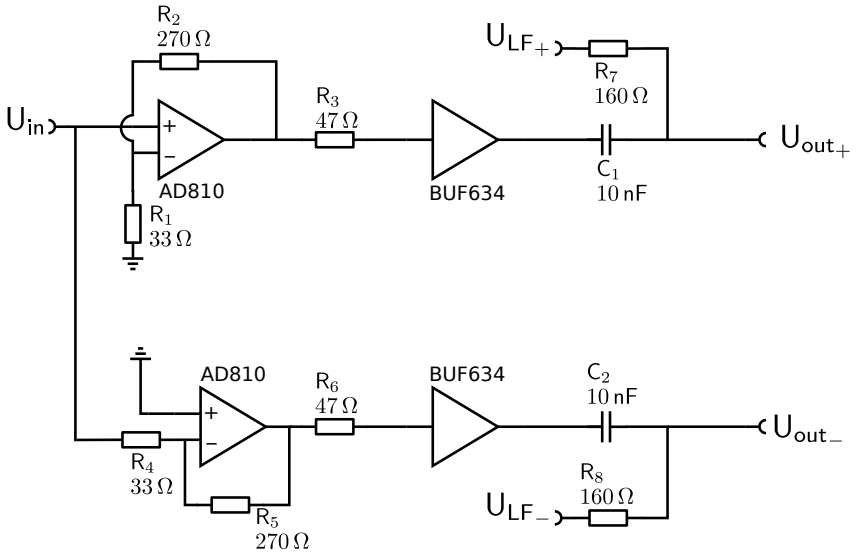


Abbildung 3.9: Schaltplan des gebauten Hochfrequenzverstärkers mit eingebauter Frequenzabhängiger Addition der Signale des Hochfrequenzverstärkers und des Niederfrequenzverstärkers.

Wie im Schaltplan zu sehen, wird das Eingangssignal U_{in} in zwei Zweige (invertierend und nicht-invertierend) aufgespalten, in denen das Signal verstärkt wird. In beiden Zweigen gibt es einen Operationsverstärker vom Typ AD810, welcher im unteren Ast in invertierender Verstärkerschaltung verbaut ist, und im oberen Ast in nicht-invertierender Schaltung ($\rightarrow$ Anforderung 3 erfüllt). Der AD810 ist ein sog. stromrückgekoppelter Operationsverstärker[9] [19]. Diese haben den Vorteil, dass die Bandbreite auch für hohe Verstärkungen groß bleibt. Dazu im Gegensatz stehen die spannungsrückgekoppelten Operationsverstärker, welche einen Zusammenhang zwischen Bandbreite und Verstärkung aufzeigen. Dieser wird durch ein sog. „Gain-Bandwith-Product“ (GBP) beschrie-

[8] Erstellt in Zusammenarbeit mit der Elektronikwerkstatt mit dem Programm EAGLE
[9] Engl.: current-feedback amplifier

ben. Bei großen Verstärkungen nimmt deswegen die Bandbreite bei spannungsrückgekoppelten Operationsverstärkern ab. So haben bspw. die häufig verwendeten Operationsverstärker OP27 ein GBP von 8 MHz [20]. Bei der benötigten Verstärkung von ungefähr 9 wäre somit die Bandbreite eines solchen Verstärkers bereits auf unter 1 MHz begrenzt. Der AD810 hat dagegen bei der gewünschten Verstärkung eine Bandbreite von 65 MHz ([19]).

In der gezeigten Schaltung haben die beiden Verstärkeräste eine Verstärkung von:

$$v_- = \frac{R_5}{R_4} = 8{,}18$$
$$v_+ = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 9{,}18$$

Was der Forderung einer konstanten Verstärkung über den gesamtem Frequenzbereich entspricht.

Hinter den Operationsverstärkern sind über 47 Ω-Widerstände Pufferverstärker angeschlossen. Die Widerstände verbessern laut Herstellerangaben [19] das Verhalten des Verstärkers bei großen kapazitiven Lasten, wie dem EOM (→ Anforderung 2 erfüllt). Die Pufferverstärker können den Stromfluss verstärken mit dem Zweck, die Verstärkung möglichst unabhängig von der angeschlossenen Last zu machen und somit das Treiben einer großen kapazitiven Last zu ermöglichen. Die verwendeten BUF634 haben eine Bandbreite von 30 MHz, welche jedoch durch zusätzliche Widerstände auf bis zu 150 MHz vergrößert werden kann [21]. In der gebauten Platine gibt es für die Bandbreitenvergrößerung einen optionalen Anschluss, jedoch ist die Bandbreite der Pufferverstärker für die noch folgenden Messungen auf 30 MHz eingestellt (→ Anforderung 1 erfüllt).

Hinter den Pufferverstärkern werden die Signale des LF-Verstärkers (U_{LF_-} und U_{LF_+}) wie oben beschrieben addiert. Die Additionsschaltung besteht aus einem Widerstand ($R_7 = R_8 = 160\,\Omega$) hinter dem LF-Eingang, und einem Kondensator ($C = 10\,\mathrm{nF}$). Diese Schaltung bewirkt, dass der hochfrequente Anteil darin einen Hochpass, und der niederfrequente Anteil einen Tiefpass sieht, wobei beide jeweils mit eine Grenzfrequenz von $f_c = \frac{1}{2\pi RC} = 99{,}5\,\mathrm{kHz}$ haben, sodass Punkt 4 und 5 der obigen Anforderungen erfüllt sind. Diese gemischten Signale können dann am Ausgang U_{out_-} und U_{out_+} abgegriffen werden.

Damit erfüllt diese Schaltung alle Anforderungen. Ein Bild des in einem Gehäuse verbauten Verstärkers mit allen beschrifteten Anschlüssen ist im Anhang (Abbildung B.3) zu finden.

3.4.2 Charakterisierung des Verstärkers

Den Verstärker wird nun genau wie den LF-Verstärker in Abschnitt 3.3 charakterisiert. Dazu wird der Eingang des Verstärkers an die Source des Netzwerkanalysators angeschlossen und jeweils der invertierende oder nicht-invertierende Ausgang an den Input des Analysators. Die Anschlüsse für den LF-Verstärker werden einmal offen gelassen und ein anderes mal kurzgeschlossen, um den Hochpass zu testen. Eine Auswahl an vermessenen Kurven ist in Abbildung 3.10 zu sehen. Dargestellt sind einmal der invertierende Ausgang mit offenen LF-Anschlüssen und zweimal der nicht-invertierende Ausgang, wobei einmal auch der LF-Anschluss offen gelassen und ein anderes Mal mit einem Kurzschluss abgeschlossen wurde. In Abbildung 3.10 kann man nun viele Dinge erkennen. Erstens kann man sehen, dass die Bandbreite des Verstärkers deutlich höher ist als die des LF-Verstärkers. Die Verstärkung ist bis ungefähr 10 MHz konstant, bei ungefähr 30 MHz gibt es einen Peak. Die Bandbreite ist also vermutlich durch den Pufferverstärker beschränkt, kann bei Bedarf aber noch erhöht werden. Außerdem kann man sehen, dass beide Verstärker um etwas weniger als 20 dB, also ungefähr um einen Faktor 9 verstärken. Man sieht hier auch, dass der invertierende Zweig (blaue Kurve) tatsächlich etwas weniger als der nicht-invertierende

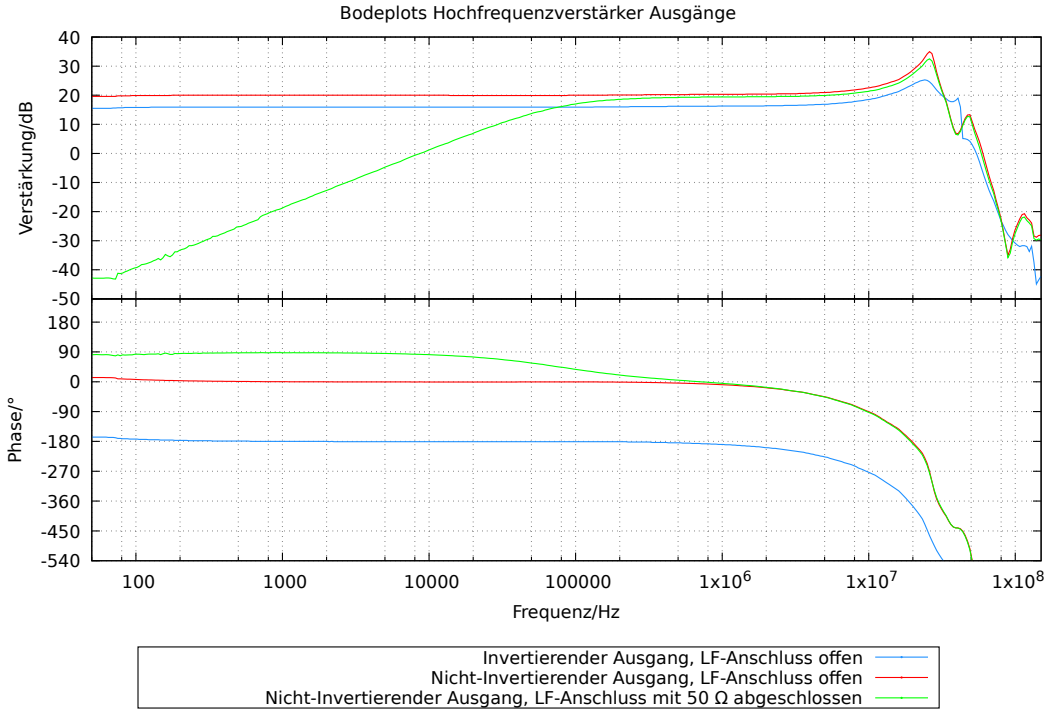


Abbildung 3.10: Elektronische Charakterisierung der Hochfrequenzverstärkerausgänge mit offenen und kurzgeschlossenen LF-Eingängen.

Zweig (rote Kurve) verstärkt. Weiterhin kann man in der Phaseninformation erkennen, dass der invertierende Ast - wie gewollt - auch invertiert, da er im Vergleich zum nicht-invertierenden Ast eine Phasenverschiebung von 180° aufweist. Zudem sieht man bei kurzgeschlossenem LF-Anschluss, dass der Hochpass so funktioniert wie er soll. Bei der Amplitude steigt er unterhalb der Grenzfrequenz bei ca. 100 kHz mit 20 dB/Dekade an. Zudem ist das Signal unterhalb dieser Frequenz um 90° Phasenverschoben. Genau so wie man es von einem Hochpass erwarten würde.

Nun interessiert uns noch das optische Verhalten des Systems mit dem Verstärker. Dafür wird der HF-Verstärker an den EOM angeschlossen, wie in Abbildung 3.11 skizziert. Das Ergebnis

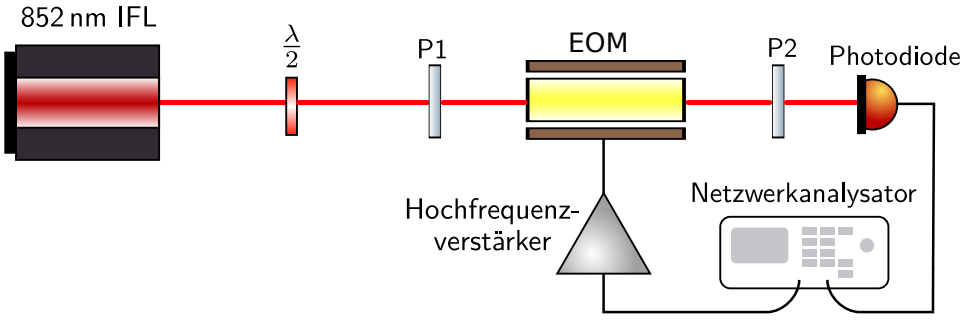


Abbildung 3.11: Aufbau zur Vermessung des optischen Verhalten des Systems mit dem HF-Verstärker

dieser Messung ist in Abbildung 3.12 dargestellt. Auch hier sieht man, dass für einen großen Frequenzbereich (wieder bis über 10 MHz) die optische Antowrt sehr glatt verläuft. Bei Kurzschluss

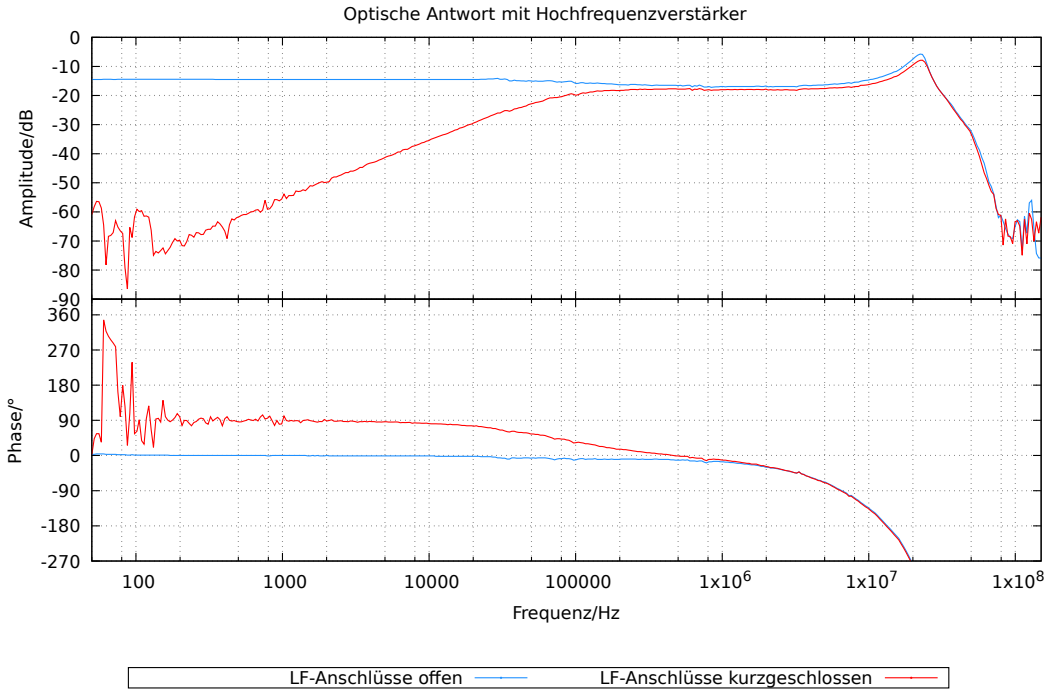


Abbildung 3.12: Mit dem Aufbau aus Abbildung 3.11 vermessenes optisches Verhalten des Systems mit offenen und kurzgeschlossenen LF-Anschlüssen.

der LF-Anschlüsse sieht man auch wieder in Amplitude und Phase das Hochpassverhalten.

3.4.3 Charakterisierung des zusammengesetzten Verstärkers

Der nächste Schritt besteht nun darin, den Verbundverstärker mit allen Frequenzfiltern, dem HF-Verstärker und dem LF-Verstärker, wie in Abbildung 3.8 dargestellt, zusammenzuschließen und wie in Abbildung 3.11 diesen Verbundverstärker ebenfalls einmal durchzumessen. Diese Messung ist in Abbildung 3.13 zu sehen. Diese Kurve entspricht den Erwartungen, die optische Antwort ist wie gewünscht bei tiefen Frequenzen bis zu ungefähr 10 MHz relativ flach. Lediglich im Bereich um 100 kHz hat die optische Antwort eine kleine „Delle“, da sich hier die Übertragungsfunktionen der Frequenzfilter überlagern. Diese Delle könnte man durch Anpassung der Grenzfrequenzen der verwendeten Frequenzfilter etwas verringern.

Man sieht hier jedoch auch, dass die Bandbreite nicht ganz so hoch wie die zuvor gemessene Bandbreite des HF-Verstärkers alleine ist. Insgesamt würde man erwarten, dass sie eben so groß ist, wie die Bandbreite des HF-Verstärkers. Möglicherweise könnte man die Bandbreite noch erhöhen, wenn man vor den Eingang des LF-Verstärkers einen Tiefpass schaltet, sodass dieser nicht mehr bei allen Frequenzen verstärkt, sondern wirklich nur noch die hohen Spannungen für tiefe Frequenzen bereitstellt. Um die wahre Ursache der geringeren Bandbreite zu finden, würden jedoch noch einige Tests und erneute Messungen an der Schaltung nötig sein. Dies war aufgrund von Zeitmangel leider nicht mehr möglich. Insgesamt ist die Modulationsbandbreite mit dem Verbundverstärker größer als zuvor, jedoch nicht deutlich über 10 MHz. Um etwaige weitere Limitierungen durch den Verbundverstärker zu vermeiden, könnte man noch die Bandbreite der Pufferverstärker auf 150 MHz erhöhen.

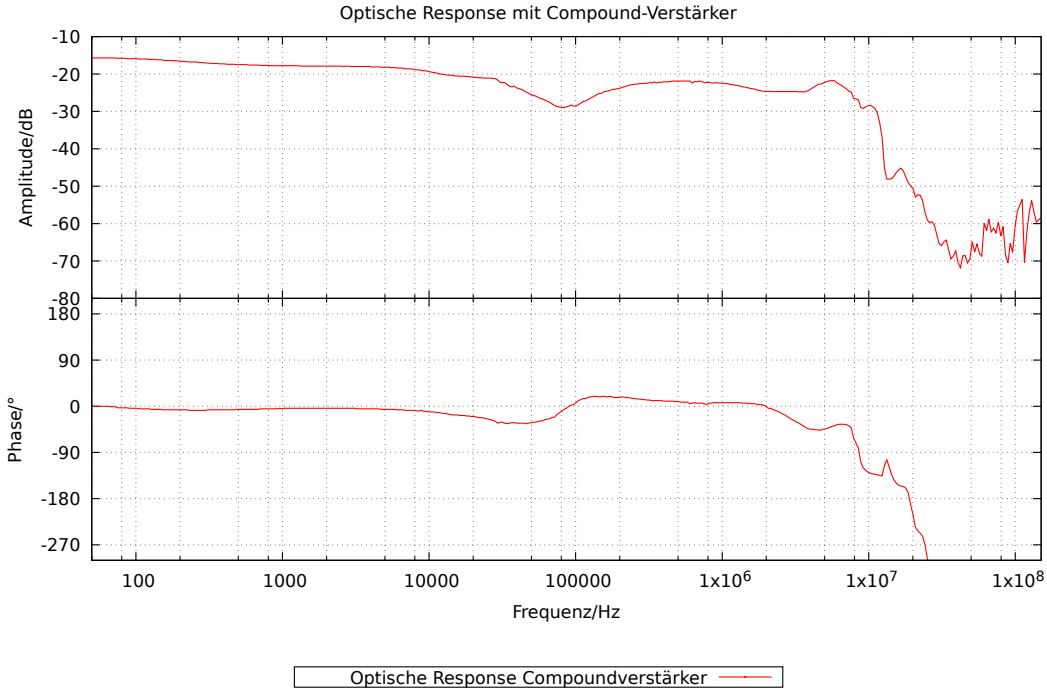


Abbildung 3.13: Optische Antwort des kombinierten Verstärkers.

4 Zusammenfassung, Fazit und Ausblick

Im Laufe dieser Arbeit konnte eine Intensitätsstabilisierung des Lasers mithilfe eines EOM über einen Regelkreis mit einer Bandbreite von ca. 1 MHz aufgebaut werden. Es wurde die mit dem EOM erreichbare Modulationsbandbreite erhöht, indem ein weiterer Verstärker für hohe Frequenzen ($> 100\,\mathrm{kHz}$) gebaut wurde. Dafür wurden Operationsverstärker vom Typ AD810 kombiniert mit Pufferverstärkern vom Typ BUF634 verwendet. Die Charakterisierung des Verstärkers zeigt, dass dieser sowohl rein elektronisch, als auch optisch beim Steuern des EOM eine Bandbreite von über 10 MHz hat. Auch der zusammengebaute „Verbundverstärker“ weist eine höhere Bandbreite als der Tieffrequenzverstärker alleine auf, wobei sein Verhalten noch nicht vollständig verstanden ist. Hier wären noch weitere Messungen und kleinere Anpassungen nötig.

Dementsprechend sollte es möglich sein, mit einem funktionstüchtigen Verbundverstärker die Bandbreite des Regelkreises zu erhöhen, vorausgesetzt, keines der anderen Bauteile limitiert noch die Bandbreite. Um dies zu überprüfen muss man erneut den Regelkreis einstellen und die Bandbreite messen, wie es in Abschnitt 3.2 bereits beschrieben wurde. Beim Versuch diesen Regelkreis mit Verbundverstärker aufzubauen, war es aufgrund von Zeitmangel nicht mehr möglich, die Sprungantwort des Systems wie gewünscht einzustellen. Eventuell hat hier der PID-Regler einen Defekt und limitiert damit die Bandbreite. Möglicherweise würde aber auch ein funktionstüchtiger Regler diese begrenzen. Dieses Problem zu überprüfen würde ebenfalls noch weitere, genauere Untersuchungen des PID-Reglers benötigen, wozu leider die Zeit fehlte.

In Zukunft kann man - zusätzlich zu den oben genannten weiteren Schritten - eine vollständige Analyse des Rauschens, wie bspw. in [9] oder [22] beschrieben, durchführen. Diese Messung würde allerdings wegen des hohen Kalibrationsaufwands von Photodioden, Laser, etc. noch einiges an Zeit in Anspruch nehmen.

A Berechnung des funktionalen T(U)-Zusammenhangs

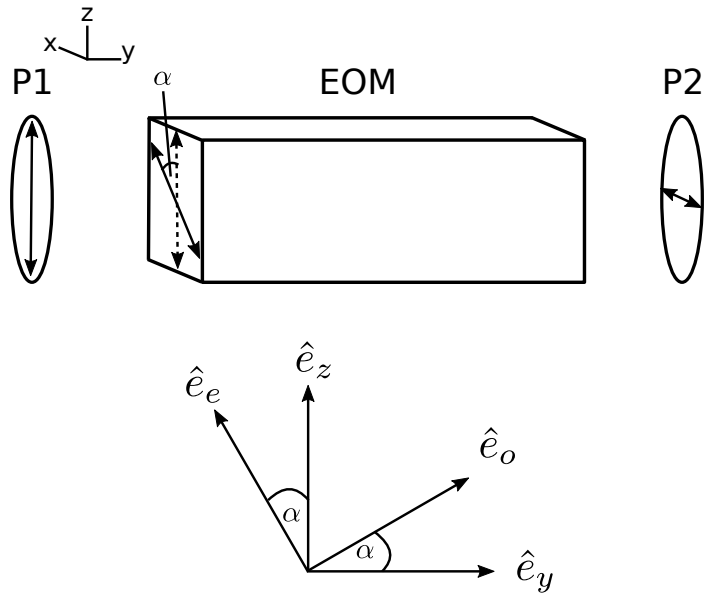


Abbildung A.1: Richtungen der Polarisatoren und Achsen im EOM

Für die Herleitung des funktionalen Zusammenhangs zwischen Transmittierter Leistung und der angelegten Spannung am EOM betrachten wir zunächst Abbildung A.1. Der EOM ist in einem Crossed-Polarizer Setup verbaut, die optische Achse (hier die außerordentliche Achse gekennzeichnet mit dem Vektor $\hat{e}_e$) steht in einem Winkel von α zur z-Achse, die mit der Polarisationsrichtung des ersten Polarisators P1 zusammenfällt.

Hinter dem ersten Polarisator ist die Polarisationsrichtung in Richtung von $\hat{e}_z$. Dieser Vektor lässt sich in die Vektoren $\hat{e}_e$ und $\hat{e}_o$ zerlegen. Genauso lassen sich $\hat{e}_e$ und $\hat{e}_o$ in eine Summe von $\hat{e}_z$ und $\hat{e}_y$ zerlegen:

$$\hat{e}_e = \cos(\alpha)\hat{e}_z - \sin(\alpha)\hat{e}_y \tag{A.1}$$

$$\hat{e}_o = \cos(\alpha)\hat{e}_y + \sin(\alpha)\hat{e}_z \tag{A.2}$$

$$\hat{e}_z = \cos(\alpha)\hat{e}_e + \sin(\alpha)\hat{e}_o \tag{A.3}$$

Der Polarisationsvektor erfährt nun durch den EOM eine Phasenverzögerung. Hierbei wird der außerordentliche Anteil um $e^{-i\varphi_e(U)}$ und der ordentliche Anteil um $e^{-i\varphi_o(U)}$ verzögert. Hierbei sind $\varphi_{e/o}(U)$ die von der anliegenden Spannung abhängigen Verzögerungen.

Nachdem das Licht den EOM passiert hat, ist der Polarisationsvektor $\hat{e}_p$ also:

$$\hat{e}_p = \cos(\alpha)\hat{e}_e \cdot e^{-i\varphi_e(U)} + \sin(\alpha)\hat{e}_o e^{-i\varphi_o(U)}$$

Transformiert man nun wieder die Vektoren $\hat{e}_e$ und $\hat{e}_o$ zurück in das vorherige Koordinatensystem (s. Gleichung (A.1) und (A.2)) bekommt man:

$$\begin{aligned}\hat{e}_p &= \cos(\alpha)\left(\cos(\alpha)\hat{e}_z - \sin(\alpha)\hat{e}_y\right)\cdot e^{-i\varphi_e(U)} + \sin(\alpha)\left(\cos(\alpha)\hat{e}_y + \sin(\alpha)\hat{e}_z\right)e^{-i\varphi_o(U)} \\ &= e^{i\varphi_e(U)}\left(\cos^2(\alpha)\hat{e}_z - \cos(\alpha)\sin(\alpha)\hat{e}_y\right) + e^{i\varphi_o(U)}\left(\sin^2(\alpha)\hat{e}_z + \cos(\alpha)\sin(\alpha)\hat{e}_y\right)\end{aligned}$$

Der zweite Polarisator P2 lässt nun nur noch die $\hat{e}_y$-Anteile durch, d.h. der Vektor $\hat{e}_p$ nach dem zweiten Polarisator ist:

$$\hat{e}_p = \hat{e}_y \cos(\alpha)\sin(\alpha)\left(e^{-i\varphi_o(U)} - e^{-i\varphi_e(U)}\right) \tag{A.4}$$

Die Intensität, bzw. die dazu proportionale Leistung ist proportional zum Betragsquadrat des Polarisationsvektors

$$\begin{aligned}I \propto |\hat{e}_p|^2 &= |\hat{e}_y|^2 \cdot \cos^2(\alpha)\sin^2(\alpha)\cdot\left|e^{-i\varphi_o(U)} - e^{-i\varphi_e(U)}\right|^2 \\ &= \cos^2(\alpha)\sin^2(\alpha)\left|1 - e^{-i(\varphi_e(U)-\varphi_o(U)}\right|^2\end{aligned}$$

Mit $\varphi_e(U) - \varphi_o(U) := \Delta\varphi_{eo}(U)$ und $1 - e^{-i\Delta\varphi_{eo}} = e^{i\frac{\Delta\varphi}{2}} - e^{-i\frac{\Delta\varphi}{2}} = 2i\sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right)$ bekommt man:

$$\begin{aligned}I &\propto 4\cos^2(\alpha)\sin^2(\alpha)\sin^2\left(\frac{\Delta\varphi_{eo}(U)}{2}\right) \\ &= \sin^2(2\alpha)\sin^2\left(\frac{\Delta\varphi_{eo}(U)}{2}\right)\end{aligned}$$

$\Delta\varphi_{eo}(U)$ hängt nun von vielen verschiedenen Faktoren ab, unter anderem davon, ob man den EOM transversal, oder den longitudinal beschaltet. Der verwendete EOM in diesem Fall ist transversal beschaltet, womit die Phasendifferenz folgendermaßen ist (vgl. [8] und [6]):

$$\Delta\varphi_{eo}(U) = \frac{\pi n_o^3 r_{63} U}{\lambda}\frac{l}{d} \tag{A.5}$$

wobei n_o der ordentliche Brechungsindex, r_{63} ein elektrooptischer Koeffizient, U die am EOM anliegende Spannung, λ die Wellenlänge des Lichts, l die Länge, und d die Dicke des EOM ist.

B Anhänge zum selbst gebauten Verstärker

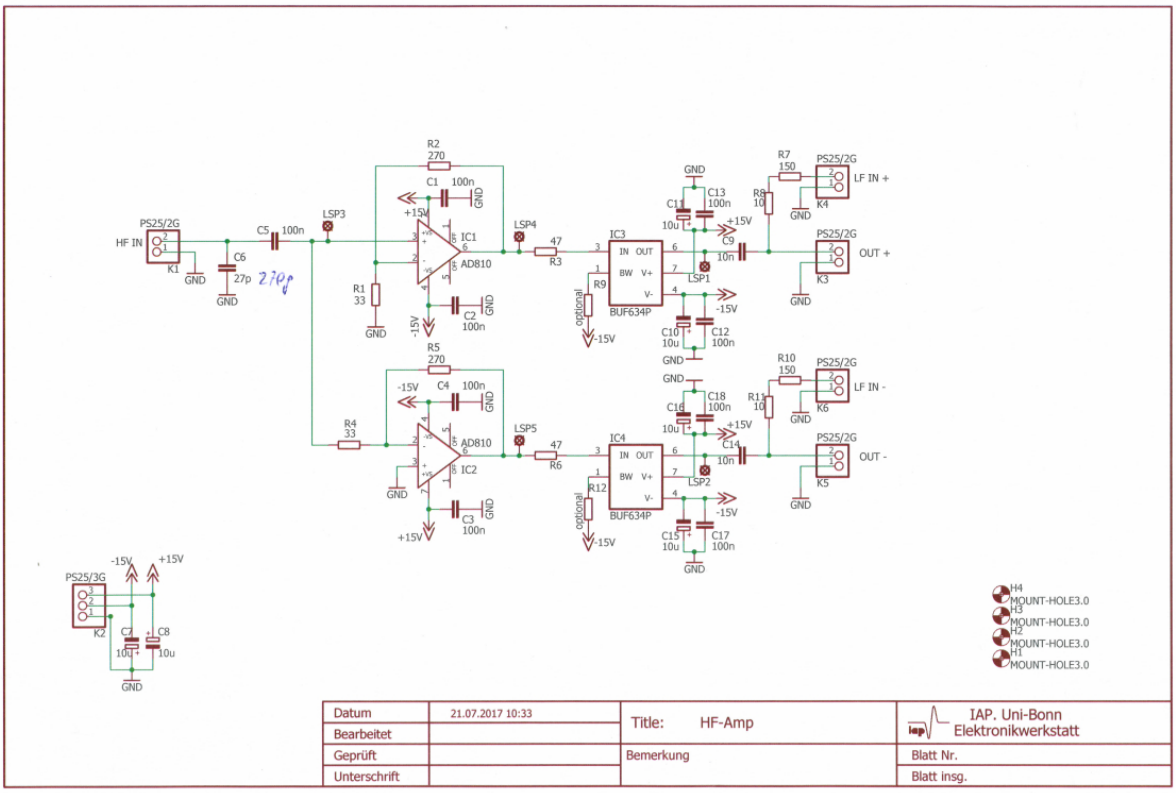


Abbildung B.1: Mit dem Programm EAGLE erstellter Schaltplan des selbst gebauten Hochfrequenzverstärkers

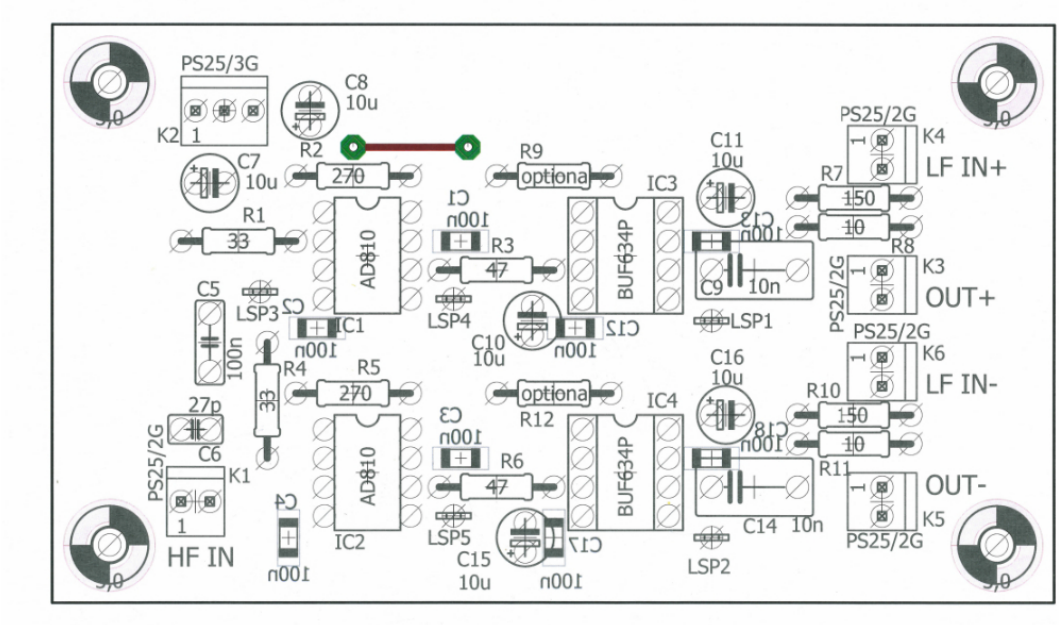


Abbildung B.2: Layout der Platine für den Hochfrequenzverstärker

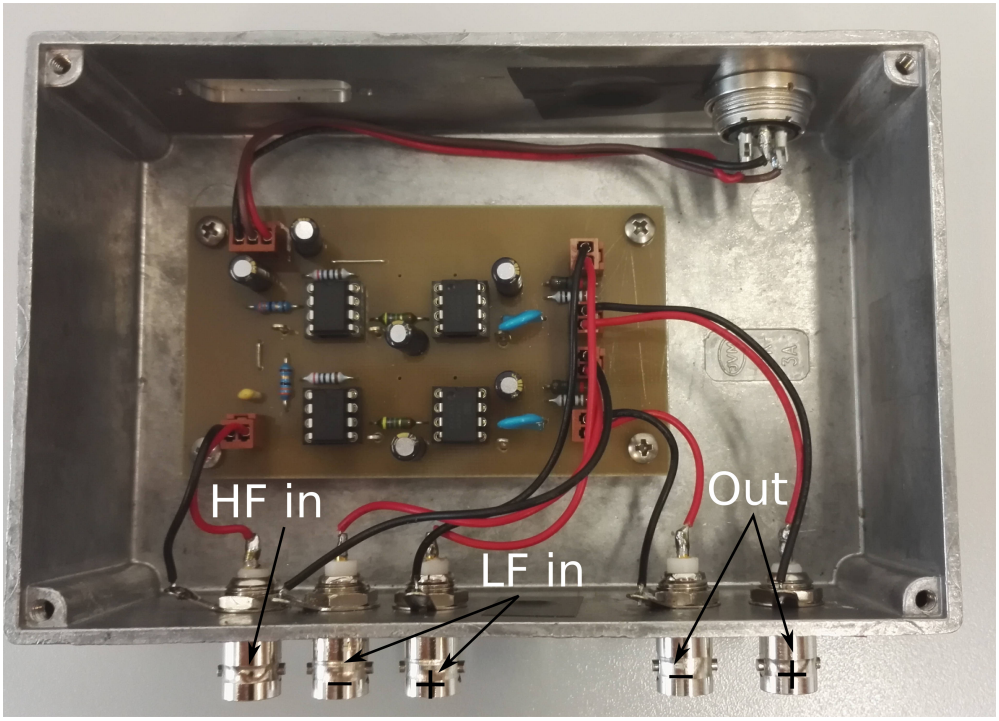


Abbildung B.3: Bild des Hochfrequenzverstärkers mit allen Anschlüssen.

Literatur

[1] M. W. Hamilton. „An introduction to stabilized lasers“.
In: *Contemporary Physics* 30.1 (Jan. 1989), S. 21–33. DOI: 10.1080/00107518908222588.
URL: https://doi.org/10.1080/00107518908222588.

[2] Patrick Kwee, Benno Willke und Karsten Danzmann.
„Shot-noise-limited laser power stabilization with a high-power photodiode array“.
In: *Optics Letters* 34.19 (Sep. 2009), S. 2912. DOI: 10.1364/ol.34.002912.
URL: https://doi.org/10.1364/ol.34.002912.

[3] Rudolf Müller.
Rauschen: Zweite, überarbeitete und erweiterte Auflage (Halbleiter-Elektronik) (Volume 15).
Springer, 1989. ISBN: 3540511458.

[4] E. A. Donley u. a. „Double-pass acousto-optic modulator system“.
In: *Review of Scientific Instruments* 76.6 (Juni 2005), S. 063112. DOI: 10.1063/1.1930095.
URL: https://doi.org/10.1063/1.1930095.

[5] Carsten Robens u. a.
Fast, high-precision optical polarization synthesizer for ultracold-atom experiments. 2016.
eprint: arXiv:1611.07952.

[6] Qioptiq. *Crystal Technology Magneto- and Electro-Optics.*
https://www.qioptiq-shop.com/out/Graphics/de/00123321_0.pdf, aufgerufen am 14.6.2017.

[7] Heinz Haferkorn. *Optik - Physikalisch-technische Grundlagen und Anwendungen.* 4. Aufl.
WILEY-VCH Verlag, 2003. ISBN: 3-527-40372-8.

[8] Robert Goldstein. „Electro-Optic Devices in Review“.
In: *Lasers & Applications* (Apr. 1986).

[9] Fang Liu u. a. „Long-term and wideband laser intensity stabilization with an electro-optic amplitude modulator“. In: *Optics & Laser Technology* 45 (Feb. 2013), S. 775–781.
DOI: 10.1016/j.optlastec.2012.04.037.
URL: https://doi.org/10.1016/j.optlastec.2012.04.037.

[10] Herbert Schlitt. *Regelungstechnik.* 2. Aufl. Vogel Buchverlag, 1993. ISBN: 3-8023-1483-2.

[11] *Reconfigurable Laser Servo D2-125.*
Vescent Photonics. 6770 West 52nd Avenue, Arvada, Colorado, U.S.A., 2017.

[12] Florian Seidler. *Digital high bandwith feedback controller.*
Masterarbeit, Universität Bonn, Institut für Angewandte Physik, Bonn, Mai 2015.

[13] Albrecht Rost. *Grundlagen der Elektronik.* 3. Aufl. Akademie Verlag, 1992.
ISBN: 3-05-501545-2.

[14] Wolfgang Reinhold, Günther Koß und Friedrich Hoppe.
Lehr- und Übungsbuch Elektronik Analog- und Digitalelektronik. 3. Aufl.
Fachbuchverlag Leipzig, 2005. ISBN: 3-446-40016-8.

[15] *HP 3589A Operator's Guide.*
Hewlett Packard. 8600 Soper Hill Road Everett, Washington 98205-1298 U.S.A., Aug. 1991.

[16] *PDA10A(-EC) Si Amplified Fixed Detector User Guide.*
Thorlabs. Thorlabs GmbH Hans-Böckler-Str. 6, 85221 Dachau, 2012.

[17] *250 Series Video Amplifier.*
Leysop Ltd. 18, Repton Close, Basildon, Essex SS13 1 LN England.

[18] DESY Mhfe-Wiki. *Leitungsbeläge.* `https://mhf-e-wiki.desy.de/Leitungsbel%C3%A4ge`. aufgerufen am 7.August 2017.

[19] *Low Power Video Op Amp with Disable AD810.* Analog Devices. One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, Massachusetts 02062-9106, U.S.A, 2017.

[20] *Low Noise, Precision Operational Amplifier OP27.* Analog Devices. One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, Massachusetts 02062-9106, U.S.A, 2017.

[21] *BUF634 250-mA High-Speed Buffer.*
Texas Instruments. Texas Instruments, Dallas, Texas 75265, U.S.A, 2000 rev. 2015.

[22] E. N. Ivanov und L. Hollberg. „Wide-Band Suppression of Laser Intensity Noise".
In: *2007 IEEE International Frequency Control Symposium Joint with the 21st European Frequency and Time Forum.* IEEE, Mai 2007. DOI: `10.1109/freq.2007.4319246`.
URL: `https://doi.org/10.1109/freq.2007.4319246`.

Abbildungsverzeichnis

2.1 Pockels-Effekt . . . 3
2.2 Aufbau elektrooptischer Modulatoren . . . 4
2.3 Kristallkonfiguration in EOM . . . 5
2.4 Schema eines Regelkreises . . . 5
2.5 Blockschaltbild PID-Regler . . . 6
2.6 Übertragungsfunktion des verwendeten PID-Reglers . . . 7
2.7 Vereinfachtes Modell eines Rückkopplungkreises . . . 8
2.8 Aufbau eines Netzwerkanalysators . . . 9
2.9 Bode-Plot eines Hochpasses . . . 10

3.1 Aufbau der Intensitätsmodulation . . . 11
3.2 Gemessene T(U)-Kurve . . . 12
3.3 Schematischer Aufbau des Regelkreises . . . 13
3.4 Sprungantworten . . . 14
3.5 Aufbau zur Charakterisierung der Rauschunterdrückung . . . 14
3.6 Rauschunterdrückung im Regelkreis . . . 15
3.7 Bode-Plot des Tieffrequenzverstärkers . . . 16
3.8 Idee zur Vergrößerung der Bandbreite . . . 17
3.9 Schaltplan des Hochfrequenzverstärkers . . . 18
3.10 Elektronische Charakterisierung des Hochfrequenzverstärkers . . . 20
3.11 Aufbau zur Vermessung des optischen Verhalten . . . 20
3.12 Optisches Verhalten des Systems mit Hochfrequenzverstärker . . . 21
3.13 Optische Antwort des kombinierten Verstärkers . . . 22

A.1 Richtungen der Polarisatoren und Achsen im EOM . . . 25

B.1 Vollständiger Schaltplan des Hochfrequenzverstärkers . . . 27
B.2 Layout der Platine für den Hochfrequenzverstärker . . . 28
B.3 Bild des Hochfrequenzverstärkers mit allen Anschlüssen. . . . 28