



UNIVERSITÄT REGENSBURG

Fakultät für Physik

Anleitung zum Anfängerpraktikum A2

5a - Lock-In-Verstärker

2. überarbeitete Auflage 2022

Dr. Stephan Giglberger

Prof. Dr. Jascha Repp

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	3
1.1	Lernziele	3
1.2	Vorkenntnisse	3
2	Grundlagen	3
2.1	Mittelung zeitkontinuierlicher Signale	4
2.2	Verschiebung der Messung in der Frequenz	6
2.3	Funktionsprinzip des Lock-in-Verstärkers	7
2.4	Signalaufbereitung	9
3	Fragen zum Versuch	12
4	Hinweise zum Versuchsaufbau	12
5	Aufgabenstellung	12
5.1	Eichung des Lock-In Signals	13
5.2	Feld einer Leiterschleife	14

Lock-In-Verstärker

1 Einleitung

In fast jeder physikalischen Messung ist ein möglichst großes Signal-zu-Rausch-Verhältnis (signal-to-noise ratio SNR) essentiell. Oft wirkt sich das Rauschen der einzelnen Messpunkt direkt auf die Unsicherheit des resultierenden physikalischen Messgröße aus. Sie haben bereits kennengelernt, dass man durch Mittelung über viele Messwerte das Signal-zu-Rausch-Verhältnis verbessern kann.

Ein Lock-In-Verstärker hilft in vielfältigen Situationen, bei der Messung kleiner elektrischer Signale ein möglichst großes Signal-zu-Rausch-Verhältnis zu erzielen. Lock-In-Verstärker finden Sie in wahrscheinlich mehr als der Hälfte aller aktuell in der Forschung verwendeten Versuchsaufbauten an unsere Fakultät.

1.1 Lernziele

- Sie wissen, auf welche Weise ein Lock-In-Verstärker das Signal-zu-Rausch-Verhältnis verbessern kann.
- Sie verstehen Prinzip und Funktionsweise eines Lock-in-Verstärkers.
- Sie verstehen das Prinzip einer phasensensitiven Messung.

1.2 Vorkenntnisse

- thermisches Rauschen, weißes Rauschen, rosa Rauschen, 1/f-Rauschen
- Hochpass, Tiefpass, Bandpass, Bandbreite
- Innenwiderstand, Impedanz

2 Grundlagen

Sie hatten im Praktikum schon mehrfach mit Messgrößen zu tun, bei denen die Messgenauigkeit durch eine Ablesegenauigkeiten begrenzt war. In vielen modernen Experimenten liegen Messgrößen

als sehr schwaches Signal vor, was die Messungengenauigkeit unabhängig von einer Ablesegenauigkeiten limitiert. Man könnte zunächst meinen, dass man schwachen Signalen einfach beikommt, indem man sie entsprechend verstärkt. Tatsächlich muss man schwache Signale oftmals verstärken, um sie weiter verarbeiten zu können, allerdings wird das Rauschen durch einen Eingangsverstärker ebenfalls verstärkt. Für die Signalqualität für eine Messung ist es also weniger relevant, wie groß das Signal ist, sondern eher, wie groß das Verhältnis zwischen Signal und Rauschen ist.

2.1 Mittelung zeitkontinuierlicher Signale

In modernen Experimenten liegen Messgrößen dank elektronischer Sensoren oft als elektronisches Signal vor. Auch in diesem Versuch verwenden wir Sensoren, die die Messgröße als Spannung ausgeben. Die elektrische Spannung $V(t)$ ist ein zeitkontinuierliches Signal. Sie liegt fortwährend an und kann kontinuierlich gemessen werden.

Für zeitdiskrete Messwerte kennen Sie bereits zur Genüge Messungengenauigkeiten. Die relative Messungengenauigkeit oder der relative Fehler gibt dabei das Verhältnis von Messungengenauigkeit zur Messgröße an. Für zeitkontinuierliche Signale entspricht der Kehrwert davon dem **Signal-zu-Rausch-Verhältnis**, d. h. um welchen Faktor das Signal größer ist als das Rauschen.

Wie Sie in den vergangenen Versuchen vielfach gesehen haben, kann man die Messunsicherheit verringern, indem man eine Größe wiederholt misst und über die Werte mittelt. Bei zeitkontinuierlichen Signalen kann man analog zeitlich mitteln.

Diese Mittelung kann über ein vorgegebenes Zeitfenster erfolgen und entspricht mathematisch einer Integration; man nennt dies **Gated Integration** (von „to gate“ = ansteuern). Eine solche Mittelung ist allerdings nicht so einfach durch einen Schaltkreis zu realisieren.

Oftmals einfacher und sinnvoller ist es, das Signal durch einen Tiefpass zu filtern, was ebenfalls einer zeitlichen Integration entspricht, allerdings mit Gewichtung: In Versuch 4 haben Sie einen Tiefpass erster Ordnung als RC-Filter kennen gelernt. Aus den Differentialgleichungen des RC-Filters kann man ableiten, dass dessen Ausgangssignal $V_{\text{Out}}(t)$ als Funktion des Eingangssignals $V_{\text{In}}(t)$

$$V_{\text{Out}}(t) = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^0 V_{\text{In}}(t+t') \exp(t'/\tau) dt'$$

beträgt, mit der Zeitkonstante $\tau = RC$. Dies entspricht der gewichteten Mittelung

$$V_{\text{Out}}(t) = \int_{-\infty}^0 V_{\text{In}}(t+t') g(t') dt'$$

mit der Gewichtungsfunktion

$$g(t') = \exp(t'/\tau) / \tau,$$

einer exponentiell in die Vergangenheit ($t' < 0$) abfallenden Funktion.

Im Zusammenhang mit Filtern haben Sie im Versuch 4 bereits den Begriff der **Bandbreite** kennen gelernt. Für obiges Beispiel eines Tiefpass-gefilterten Messsignals kann man das Konzept der Bandbreite – hier $f_{RC} = (2\pi RC)^{-1}$. Jeder reale Sensor einer zeitkontinuierlichen Größe hat auch eine gewisse Zeitskala, auf der er reagiert, selbst wenn das Signal nicht zusätzlich gefiltert wird. Man spricht daher auch hierbei von der Bandbreite eines Signals. Ist die Zeitkonstante eines Messsignals τ_{Signal} , so beträgt seine Bandbreite $f_{\text{Signal}} = (2\pi\tau_{\text{Signal}})^{-1}$, in Analogie zum Tiefpassfilter. Jedes zeitkontinuierliche Signal hat also eine bestimmte Bandbreite.

Bei zeitdiskreten Messwerten wissen Sie, dass sich die relative Messgenauigkeit durch Mittelwertbildung über N Messungen gemäß $1/\sqrt{N}$ verringert. Wie verhält sich dies bei der zeitlichen Mittelung bei zeitkontinuierlichen Signalen?

Um diese Frage weiter unten zu beantworten, erinnern wir uns zunächst an Versuch 4, bei dem Sie gesehen haben, dass das Rauschen für unterschiedliche Frequenzen stark unterschiedlich sein kann. Dies und die oben angestellten Überlegungen zu Bandbreite und Filterung der Signale zeigen also bereits, dass man diese Überlegungen frequenz aufgelöst anstellen muss. Ebenfalls in vergangenen Versuchen haben Sie in diesem Zusammenhang bereits das **thermische Rauschen**, das **weiße Rauschen**, und das **1/f-Rauschen** kennen gelernt. Nehmen wir zunächst an, das Rauschen sei dominiert durch weißes Rauschen, d. h. auf alle Frequenzen gleich verteilt. Ein Tiefpass mit der Bandbreite f_{RC} reduziert daher alle Rauschanteile für Frequenzen $f > f_{RC}$ und führt dadurch zu erheblich weniger Rauschen.

Wenn man über gleichartige zeitdiskrete Messwerte summiert, wächst der Messwert proportional zur Anzahl N der einzelnen Werte, die Fluktuationen nur wurzelförmig ($\propto \sqrt{N}$), weil sie unkorreliert sind. Teilt man für die Mittelwertbildung durch die Anzahl N der Werte, fallen die Fluktuationen mit $1/\sqrt{N}$ ab. Dementsprechend steigt auch bei zeitkontinuierlichen Größen das Integral über das Rauschen nur wurzelförmig mit der Integration über ein Zeitintervall Δt . Bei einem zeitlich gemittelten Wert nimmt das Rauschen dementsprechend mit $1/\sqrt{\Delta t}$ ab. Da die Bandbreite umgekehrt proportional zum Intervall der zeitlichen Mittelung Δt ist, sehen Sie, dass das Rauschen nicht linear mit der Bandbreite f_{RC} ansteigt, sondern mit der Wurzel $\sqrt{f_{RC}}$. Das Rauschen des Vorverstärkers des hier verwendeten Lock-In-Verstärkers ist mit $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ angegeben. Der Umstand, dass das Rauschen mit $\sqrt{f_{RC}}$, der Wurzel der Bandbreite ansteigt, drückt sich hier also auch in der Dimension (Einheit) des Rauschens aus. Wird dieser Werte mit $\sqrt{f_{RC}}$ (der Wurzel der Bandbreite) multipliziert, erhält man auf einfache Weise das Rauschen; dementsprechend wäre bei einer Bandbreite von 100 Hz nur ein Rauschen von 90 nV des Vorverstärkers zu erwarten.

Eine gewisse Analogie gibt es hier zur Optik und Akustik, bei denen die Überlagerung inkohärenter Quellen zu einer additiv erhöhten Intensität führen, während die kohärente Überlagerung von kohärenter Quellen zu einer additiv erhöhten Wellenamplitude führt. Diese Analogie trägt deswegen, da das Rauschen stochastisch und somit inkohärent ist, während zum Beispiel ein periodisch moduliertes

Messsignal kohärent ist.

Um das Rauschen möglichst gering zu halten, könnte man also versuchen, möglichst über lange Zeiträume zeitlich zu mitteln, was einer Reduktion der Bandbreite einer Messung entspricht. Diese Möglichkeit ist in der Praxis begrenzt durch, dass eine Messung in einer endlichen Zeit durchgeführt werden soll. Im Gegensatz zu zeitdiskreten Messwerten muss man bei zeitkontinuierlichen Signalen beachten, dass Messwerte, die zu schnell hintereinander aufgezeichnet werden, nicht mehr statistisch unabhängig sind. Erst nach typischerweise einem Zeitintervall Δt , das dem dreifachen der Zeitkonstante $\tau = (2\pi f_{RC})^{-1}$ der Bandbreite f_{RC} entspricht, kann man Messwerte als statistisch unabhängig voneinander betrachten. Begrenzt man also beispielsweise eine Messung auf die Bandbreite von $f_{RC} = 15 \text{ Hz}$ durch einen Tiefpass mit einer Zeitkonstante $\tau = 10 \text{ ms}$, so sollte man die Messwerte schnellstens in einem Zeitabstand $\Delta t = 30 \text{ ms}$ aufzeichnen, um sie als statistisch unabhängig betrachten zu können.

2.2 Verschiebung der Messung in der Frequenz

Bei den bisher angestellten Überlegungen wurde die Bandbreite auf den Bereich von 0 Hz bis zu einer Abschneidefrequenz f_{RC} eingeschränkt. Messungen um den Bereich 0 Hz werden in Anlehnung an Gleichstromsignale auch **DC-Messungen** genannt. Das $1/f$ -Rauschen steigt jedoch gerade zu kleiner werdender Frequenz, also gegen 0 Hz stark an. Das heißt, dieser große Anteil am Rauschen kann nach wie vor das Signal-zu-Rausch-Verhältnis beeinträchtigen.

Andere allgegenwärtige Störungen, wie zum Beispiel Temperaturfluktuationen sind ebenfalls nicht gleichmäßig über alle Frequenzen verteilt sondern besonders dominant bei sehr niedrigen Frequenzen. Solche Störungen werden häufig als Drift bezeichnet, was genau diese langsame zeitliche Abhängigkeit beschreibt.

Es wäre folglich viel besser, die Messung bei kleiner Bandbreite nicht um 0 Hz sondern um eine frei wählbare Frequenz f_{ref} durchführen zu können – im Frequenzintervall von $f_{\text{ref}} - f_{RC}$ bis $f_{\text{ref}} + f_{RC}$. Genau diese Frequenzverschiebung ermöglicht ein Lock-In-Verstärker.

Voraussetzung für diese Verschiebung ist, dass das Messsignal entweder ohnehin bei einer bestimmten Frequenz auftritt oder aber durch einen externen Stimulus bei einer gewünschten Frequenz moduliert werden kann. Beispielsweise kann man in Laser-Experimenten den Laserstrahl mittels einer sich schnell drehenden Fächerscheibe („Chopper“) schnell wechselnd ein- und ausblenden. Das Messsignal ist dementsprechend mit dieser Frequenz moduliert. In diesem Versuch werden Sie das Magnetfeld einer Leiterschleife bestimmen. Durch Verwendung eines Wechselstromes bei der Ansteuerung der Leiterschleife erreichen Sie ebenfalls, dass das Magnetfeld periodisch bei einer von Ihnen vorgegebenen Frequenz moduliert ist.

2.3 Funktionsprinzip des Lock-in-Verstärkers

Abbildung 1 zeigt das Blockschaftbild eines Lock-in-Verstärkers. Das Messsignal wird mittels eines Stimulus durch ein externen Oszillator bei der Frequenz f_{ref} moduliert. Das modulierte, ver-rauschte Messsignal wird zunächst verstärkt und anschließend optional durch einen Bandpassfilter von Rauschteilen höherer ($f \gg f_{\text{ref}}$) und niedriger Frequenzen ($f \ll f_{\text{ref}}$) befreit.

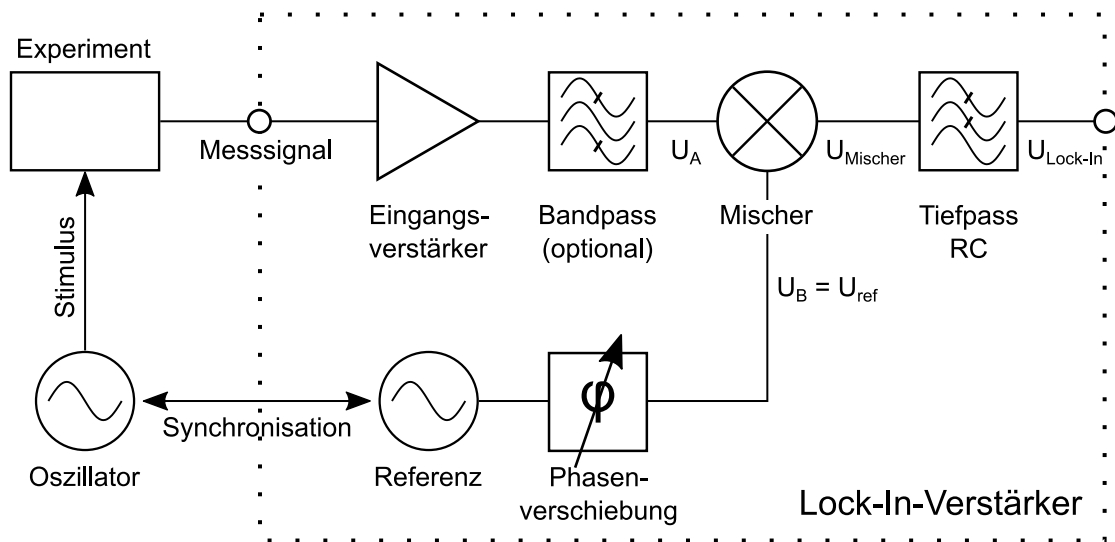


Abbildung 1: Blockschaftbild eines Lock-in-Verstärkers

In einem Mischer wird es danach mit einem Referenzsignal U_{ref} der Frequenz f_{ref} multipliziert. Das Referenzsignal ist stets synchron zum externen Oszillator – ein Umstand, der sich im Namen des Lock-In-Verstärkers ausdrückt. Die Phasenlage φ_{ref} des Referenzsignals kann dabei durch einen Phasenschieber variiert werden. Je nach Aufbau des Experimentes kann der interne Referenzoszillator auch direkt als Quelle für den Stimulus im Experiment verwendet werden.

Der dem Mischer nachgeschaltete Tiefpaß mit $\tau = RC \gg 1/f_{\text{ref}}$ mittelt das Mischsignal $U_{\text{sig}} \cdot U_{\text{ref}}$ über mehrere oder viele Perioden der Modulationsfrequenz. Hierdurch werden Beiträge der nicht zur Modulationsfrequenz synchronisierten Anteile des Rauschens zu einem großen Anteil heraus gemittelt, so dass am Ausgang eine Gleichspannung anliegt, die proportional zur Amplitude des Messsignals und zum Kosinus der Phasenverschiebung $\Delta\phi$ zwischen Mess- und Referenzsignal ist.

Um diesen Teil der Signalverarbeitung besser zu verstehen, betrachten wir, was der Mischer bewirkt. Dieser multipliziert die beiden Eingangssignale, die wir U_A und U_B nennen wollen. Für die folgende Betrachtung picken wir uns einen spektralen Anteil des Signals U_A heraus und schreiben $U_A = A_A \sin(\omega_A \cdot t + \varphi_A)$. Das Referenzsignal $U_B = \sin(\omega_{\text{ref}} \cdot t + \varphi_{\text{ref}})$ hat die Amplitude 1 und eine einstellbare Phasenverschiebung φ_{ref} . ω_{ref} ist dabei die Kreisfrequenz $\omega_{\text{ref}} = 2\pi f_{\text{ref}}$ des Referenzos-

zillators. Das Produkt am Ausgang des Mischer ist gemäß der Rechenregeln für Produkte trigonometrische Funktionen $(\sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) = (\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta))/2)$

$$\begin{aligned} U_{\text{Mischer}} &= A_A \sin(\omega_A \cdot t + \varphi_A) \cdot \sin(\omega_{\text{ref}} \cdot t + \varphi_{\text{ref}}) \\ &= A_A (\cos((\omega_A - \omega_{\text{ref}}) \cdot t + \varphi_A - \varphi_{\text{ref}}) - \cos((\omega_A + \omega_{\text{ref}}) \cdot t + \varphi_A + \varphi_{\text{ref}})) / 2 \end{aligned}$$

Die entscheidende Schlussfolgerung aus dieser Gleichung ist, dass alle Signalanteile U_A durch das Mischen um die Referenzfrequenz zu niedrigeren (1. Term mit $(\omega_A - \omega_{\text{ref}})$) und zu höheren (2. Term mit $(\omega_A + \omega_{\text{ref}})$) Frequenzen verschoben werden. Das gewünscht Messsignal, das dank der Synchronisation mit der Referenzfrequenz moduliert ist, wird durch diese Verschiebung zu einem Gleichspannungssignal mit der Frequenz nahe Null, denn für diese gilt $\omega_A = \omega_{\text{ref}}$. Das tiefpassgefilterte Signal ist demnach

$$A_A \cos(\Delta\varphi) / 2 \quad \text{mit} \quad \Delta\varphi = \varphi_{\text{Sig}} - \varphi_{\text{ref}}. \quad (1)$$

Berücksichtigt man noch die diversen Verstärkungsstufen des Lock-Ins, die zusammen einen Gesamtverstärkungsfaktor (Gain) von G ergeben, so ist am Ausgang des Lock-In-Verstärkers das Signal

$$U_{\text{Lock-In}} = A_{\text{Sig}} G \cos(\Delta\varphi) / 2 \quad \text{mit} \quad \Delta\varphi = \varphi_{\text{Sig}} - \varphi_{\text{ref}} \quad (2)$$

Hierbei ist A_{Sig} die Amplitude des Messsignals am Eingang des Lock-In-Verstärkers.

Alle Signalanteile mit $\omega_A \neq \omega_{\text{ref}}$ sind nach dem Mischer keine Gleichspannungssignale und werden im folgenden Tiefpassfilter eliminiert. Beachten Sie auch, dass Gleichspannungsanteile in U_A auf diese Weise beseitigt werden.

Präziser formuliert, werden nur Signal- und Rauschanteile der Bandbreite f_{RC} um die Referenzfrequenz f_{ref} als Signale am Ausgang als Gleichspannung detektiert, wobei die Bandbreite f_{RC} durch den Tiefpass am Ausgang vorgegeben ist.

Schließlich soll im Folgenden die Rolle der Phasendifferenz $\Delta\varphi$ zwischen Referenzsignal und Messsignal aufgegriffen werden. Prinzipiell ist das Rauschsignal nicht korreliert zum Messsignal, so dass es mit zufälligen Phasenverschiebungen zum Messsignal auftritt. Die phasenrichtige Detektion des Messsignals eliminiert den phasenverschobenen (90°) Anteil des Rauschens komplett und reduziert damit das Rauschen um einen Faktor zwei (in der Leistung), und zwar zusätzlich zu den obigen Überlegungen bezüglich der spektralen Verteilung des Rauschens. Darüber hinaus kann in vielen Fällen die Phasenlage des Messsignals zum Stimulus, die Sie mittels des Lock-In-Verstärkers bestimmen können, wichtige Informationen über Ihr Messsignal liefern. Schließlich können je nach Experiment bestimmte unerwünschte Signalanteile, wie zum Beispiel die unerwünschte („parasitäre“) kapazitive Kopplung zwischen Stimulus und Signal, über ihre Phasenbeziehung vollständig aus dem Messsignal eliminiert werden.

Moderne Lock-In-Verstärker haben meist zwei zueinander 90° -phasenverschobene Kanäle, sodass aus der Kombination der Signale aus beiden Kanälen direkt die Amplitude und Phase bestimmt werden kann, ohne die Phase des Referenzsignals jeweils anpassen zu müssen. Die resultierenden Signale der zueinander 90° -phasenverschobene Kanäle nennt man **I** und **Q** für „In-Phase“ und „Quadrature“.

2.4 Signalaufbereitung

Als **Signalaufbereitung** (Signal Conditioning) bezeichnet man die Aufbereitung des Signals für die nächste Station der Verarbeitung. Die grundlegenden Zusammenhänge der Signalaufbereitung lernen Sie in diesem Versuch ebenfalls kennen. Zunächst ist festzustellen, dass die Rauschquellen nicht nur im experimentellen Aufbau liegen können, sondern dass die Zweige der Signalverarbeitung alle auch zum Rauschen beitragen. Am Beispiel des Mischers kann man dies besonders gut verdeutlichen. Ein Mischer ist idealerweise so ausgelegt, dass er bei maximaler Amplitude an beiden Eingängen auch die maximale Ausgangsamplitude erreicht. Das heißt im Umkehrschluss, dass falls an beiden Eingängen nur 1% der maximalen Amplitude anliegen, durch die Multiplikation der Ausgang nur zu 10^{-4} angesteuert ist. Bei solch einem schwachen Signal kann es leicht passieren, dass das Rauschen der signalverarbeitenden Elektronik durchaus relevant wird. Man sollte daher stets darauf achten, dass die einzelnen Zweige der Signalverarbeitung sinnvoll angesteuert sind. Dies wird mit Hilfe des Spannungsverstärker am Eingang des Lock-In-Verstärkers erreicht.

Ist die Verstärkung jedoch zu hoch gewählt, wird das Signal durch Übersteuerung oder sogenanntes „Clipping“ verzerrt: der Verstärker ist so übersteuert, dass die Signalamplitude durch Erreichen der Versorgungsspannung hart begrenzt und abgeschnitten wird, siehe Abbildung 2. Kritisch bei dem

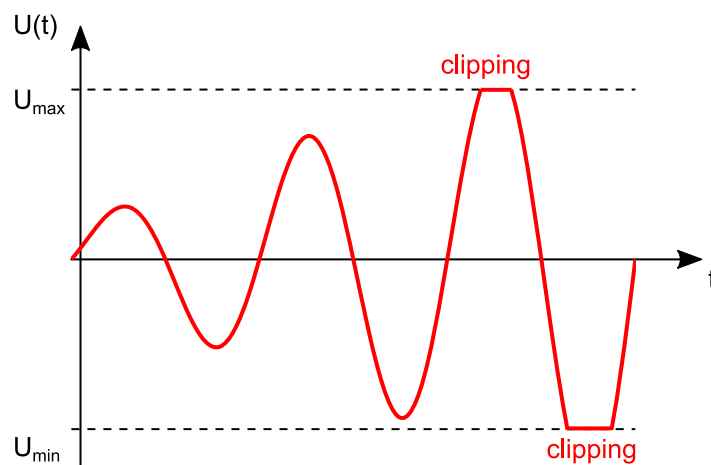


Abbildung 2: Übersteuerung bzw. Clipping: durch die begrenzte Dynamik des Verstärkers wird das Signal abgeschnitten

Abschneiden ist nicht nur, dass die Amplitude nicht richtig wiedergegeben wird. Ein so abgeschnittenes harmonisches Signal erhält durch das Abschneiden spektrale Anteile bei höheren Frequenzen, was der Funktionsweise eines Lock-In-Verstärkers zuwiderläuft.

Die Besonderheit eines Lock-In-Verstärkers liegt gerade darin, dass Signalanteile, die sogar kleiner sein können als das Rauschen, noch detektiert werden können. Dadurch kommt es bei dem Einsatz eines Lock-In-Verstärkers häufig zu der Situation, dass das kleine Ausgangssignal nach der finalen Stufe, den Eindruck erweckt, als sei der Lock-In zu schwach angesteuert, obwohl am Ausgang des Eingangsverstärkers das Signal bereits übersteuert ist. Achten Sie bei der Versuchsdurchführung daher besonders auf die korrekte Aussteuerung in allen Signalwegen. Dies ist übrigens einer der Gründe, den Bandpass zu verwenden, um relativ am Anfang der Signalverarbeitungskette unerwünschte Anteile zu eliminieren.

Neben Überlegungen der richtigen Aussteuerung müssen das Ansteuerungs- und das Messsignal unter Umständen weiter aufbereitet werden. Das Messsignal liegt zum Beispiel nicht selten als Stromsignal und nicht als Spannungssignal vor. Ein vorgeschalteter Eingangsverstärker muss daher das Stromsignal in ein zum Strom proportionales Spannungssignal wandeln. Solche Eingangsverstärker bezeichnet man aus offensichtlichen Gründen daher auch als **I-V-Konverter**.

Darüber hinaus ist es sehr häufig nötig, eine **Impedanzwandlung** vorzunehmen. Nehmen wir zum Beispiel an, Sie machen eine Temperaturmessung mittels eines Pt1000 Sensors. Dies ist ein Platin-Messwiderstand, der bei 0° C einen Widerstandswert von 1 k Ω aufweist. Über eine Wheatstone'sche Brücke mit drei weiteren Festwiderständen können Sie damit einfach ein Spannungssignal generieren, das stark von der Temperatur abhängt. Schließen Sie nun die Spannung an einen Eingang eines Verstärkers mit einem niedrigen Eingangswiderstand an, so wird dieser Eingangswiderstand teil Ihres Widerstandsnetzwerkes und kann die Messung empfindlich beeinflussen. Hier benötigen Sie also nicht unbedingt eine Spannungsverstärkung, jedoch eine zusätzliche Eingangsstufe mit einem möglichst hohen Eingangswiderstand. Einen Verstärker mit hohem Eingangswiderstand und niedrigem Ausgangswiderstand nennt man Impedanzwandler.

In diesem Versuch benötigen Sie in anderem Zusammenhang eine Impedanzwandlung: Sie werden das Magnetfeld einer einfachen Drahtschleife ausmessen. Eine Drahtschleife hat einen sehr geringen Gleichstromwiderstand und darf daher nicht direkt an den Referenzoszillator angeschlossen werden. Zur Strombegrenzung ist daher ein 100 Ω -Widerstand vorgeschaltet.

Meist liegt ein Messsignal als Spannungssignal relativ zu einer Masse vor, wobei letztere den Potenzialnullpunkt definiert. Um die Messleitung zum Beispiel vor kapazitiv eingekoppelten Störungen zu schützen, verwendet man für empfindliche Signale häufig ein **Koaxialkabel** mit einer Schirmung auf Massepotenzial, welche Sie bereits kennen gelernt haben. Bei der Überleitung eines schwachen Signals von einem Gerät zu einem anderen tritt häufig das Problem auf, dass deren Massepotenziale nicht gleich sind, auch wenn sie niederohmig verbunden sind. Potenzialdifferenzen entlang niederoh-

mig verbundener Punkte können zum Beispiel durch wechselnde Magnetfelder induziert werden. Um dieses Problem zu verringern, kann man Messsignale **differenziell** verarbeiten: das Messsignal definiert sich als Potenzialdifferenz zwischen zwei Signalleitungen. Werden diese beiden Signalleitungen auf ähnliche Weise geführt, so werden sich externe Störungen ähnlich auf beide auswirken und treten als Potenzialdifferenz kaum in Erscheinung. Um ein differenziell übertragenes Signal in einem Gerät weiter zu verarbeiten, muss daher als Eingangsstufe ein **Differenzverstärker** stehen. Eine solche differenzielle Eingangsstufe mit hochohmigem Eingangswiderstand nennt man auch **Instrumentenverstärker** und ist in dem hier verwendeten Lock-In-Verstärker verbaut. In expliziten Abgrenzung zu differentiellen Signalen bezeichnet man solche, die nicht differenziell sind, als **single ended**.

3 Fragen zum Versuch

1. Was ist die Bandbreite einer Messung?
2. Sie möchten 10 Messwerte pro Sekunde aufzeichnen. Welche Bandbreite sollten Sie wählen?
3. Worin liegt der Vorteil einer differentiellen Messung?
4. Was bewirkt ein Mischer?
5. Ihr Messsignal hat einen stark schwankenden Spannungsoffset. Inwiefern kann das eine Messung mit dem Lock-In-Verstärker beeinträchtigen?

4 Hinweise zum Versuchsaufbau

Zum besseren Verständnis der Funktionsweise des Lock-in-Verstärkers ist dieser modular aufgebaut. Jedes der Module arbeitet unabhängig für sich und die Module können unterschiedlich verschaltet werden. Zusätzlich stehen ein Multimeter und ein Oszilloskop zur Verfügung.

Hinweise:

- Die Module arbeiten mit bis zu ± 10 V.
- Die Eingangsimpedanz des Vorverstärkers beträgt $1\text{ M}\Omega$.
- Der Frequenzbereich des Referenzsignals sollte bei diesem Lock-In-Verstärker im Bereich 3 Hz bis 3 kHz liegen.
- Die Amplitude am Ausgang des Referenzsignals kann bis zu gut 2 V betragen und der Ausgang kann 35 mA treiben. Dies entspricht einer Last von ca. $60\ \Omega$.
- Alle Module haben ein gemeinsames Massepotenzial (die Außenleiter der BNC-Kabel sind durch das Gehäuse mit einer gemeinsamen Masse verbunden). Nur der linke Ausgang des Oszillator-Moduls, also der Referenzsignal-Ausgang, verfügt über eine isolierte Masse.

5 Aufgabenstellung

In diesem Versuch untersuchen Sie das magnetische Feld (präziser: die magnetische Flussdichte) einer einfachen Leiterschleife.

5.1 Eichung des Lock-In Signals

Wie Sie in Gleichung 2 gesehen haben, liegt am Ausgang des Lock-In Verstärkers nur die halbe Amplitude des Messsignals an, wenn bei der Mischung mit einem Signal der Amplitude 1 multipliziert wird. In einem modernen Lock-In Verstärker wird die Multiplikation so vorgenommen, dass das Signal am Ausgang das Eingangssignal ohne den Faktor 1/2 widerspiegelt. Aber Sie wissen aus vergangenen Versuchen, dass sich schon allein abhängig davon, ob sich ein Signalwert auf die Amplitude, den Effektivwert oder auf den Spitze-zu-Spitze-Wert bezieht, unterschiedliche Vorfaktoren ergeben. Um später quantitativ Signale bestimmen zu können, soll daher das Lock-In Signal geeicht werden. Mit anderen Worten, sollen Sie bestimmen, wie das Verhältnis zwischen Signalamplitude am Eingang und am Ausgang des Lock-In-Verstärkers ist. Da Sie eine unabhängige Eichung vornehmen, können Sie nun frei wählen, ob Sie mit der Amplitude, dem Effektivwert oder dem Spitze-zu-Spitze-Wert arbeiten möchten, Sie sollten jedoch für den Rest des gesamten Versuches einheitlich mit der entsprechenden Größe arbeiten.

Nutzen Sie diese Eichungsprozedur, um sich mit dem Oszilloskop die Signale an unterschiedlichen Stellen anzuschauen. Greifen Sie dazu die Signale an den entsprechenden Punkten mit BNC-Verzweigungen ab.

Für die Eichung messen Sie zunächst mit dem Lock-In-Verstärker direkt das Signal des Referenzoszillators bei einem Verstärkungsfaktor (Gain) von insgesamt 2. Schließen Sie dazu den internen Referenzoszillator direkt an den Eingang der Eingangsstufe. Wählen Sie den Verstärkungsfaktor 1 an der Eingangsstufe. Sie verwenden nun die Eingangsstufe mit einem single-ended Signal. Den negativen Eingang können Sie offen lassen und ihn mit dem Schalter auf Masse (GND) legen. Die Filterstufe wird nicht benötigt und der Ausgang der Eingangsstufe wird direkt mit dem Lock-In-Detektor-Modul verbunden. Das zweite Ausgangssignal des Referenzoszillators wird durch das Phase-Shifter-Modul geschickt und danach ebenfalls mit dem Lock-In-Detektor Modul verbunden. Achten Sie jetzt und im gesamten restlichen Versuch darauf, dass der Wahlschalter Lock-In-Detektion selektiert. Bei der Lock-In-Detektion wählen Sie den geringsten Verstärkungsfaktor von 2. Das Signal letzteren Moduls muss schließlich im Tief-Pass gefiltert werden. Wählen Sie hier ebenfalls einen Verstärkungsfaktor 1. Das analoge Anzeigeinstrument zeigt den Ausgang des Tief-Pass, aber zur höheren Ablesegenauigkeit können Sie am Ausgang ein Multimeter anschließen.

Wählen Sie bezogen auf den Auswahlbereich eine mittlere Frequenz von ein paar Hundert Hertz und drehen Sie die Amplitude des Referenzoszillators zunächst auf das Maximum, um ein starkes Signal zu bekommen.

Sie müssen nun noch die Phase einstellen. Eigentlich sollte für diese Eichung die Phase exakt 0° sein, da Sie das Signal des Referenzoszillators messen wollen und dieses mit sich selber in Phase ist. Die beteiligten Module können aber ebenfalls zu einer zunächst unbekanntenen Phasenverschiebung

beitragen. Variieren Sie daher die Phasenverschiebung von 0° bis 360° und überzeugen Sie sich, dass das Ausgangssignal sinusförmig mit der Phase variiert. Sie möchten nun die Phase so wählen, dass das Signal maximal wird. Es ist wie erwähnt jedoch einfacher, den Wert der Phasenverschiebung zu finden, bei dem das Ausgangssignal einen Nulldurchgang besitzt und von dort ausgehend die Phasenverschiebung um 90° zu ändern.

Bei der korrekten Phasenverschiebung können Sie nun sowohl das Eingangs- als auch das Ausgangssignal quantitativ bestimmen und das Verhältnis als Eichung im Protokoll festhalten. Halten Sie zusätzlich auch die Phasenverschiebung und die Frequenz fest.

Wiederholen Sie die Eichung bei der geringsten und höchsten Frequenz des Referenzoszillators. Beachten sie, dass sich die Phasenverschiebung geringfügig ändern kann.

5.2 Feld einer Leiterschleife

Für diesen Versuch steht Ihnen eine Leiterschleife zur Verfügung. Als Magnetfeldsensor dient der Hall-Sensor SS495A. Laut Datenblatt ist die Empfindlichkeit $\frac{25}{8}$ mV/Gauss. Er besitzt einen integrierten Impedanzwandler. Das Magnetfeld einer Leiterschleife kann mittels Biot-Savart-Gesetz berechnet werden. Entlang der Achse der mit dem Strom I durchflossenen Leiterschleife mit dem Radius R beträgt die magnetische Flussdichte

$$\vec{B}(z) = \frac{\mu_0 I}{2} \frac{R^2}{(R^2 + z^2)^{3/2}} \vec{e}_z.$$

Dabei ist z der Abstand zum Zentrum der Leiterschleife und \vec{e}_z ist der Einheitsvektor senkrecht zur Schleife. Um den Strom durch die Leiterschleife zu begrenzen, ist ein $100\ \Omega$ Widerstand in Serie geschaltet. Sie können die Leiterschleife daher direkt mit dem Referenzoszillator verbinden. Für eine Spannungsamplitude von 2 V, also fast der maximal möglichen, beträgt der Strom $I = 20$ mA und die magnetische Flussdichte im Zentrum der Spule nur etwa 1,26 mGauss. Sie können dementsprechend ein Signal von weniger als $4\ \mu\text{V}$ vom Sensor erwarten und Sie sehen an dieser groben Abschätzung, dass diese scheinbar einfache Messung durchaus eine Herausforderung an das Signal-zu-Rausch-Verhältnis darstellt.

1. Zunächst sollen Sie sich eine Vorstellung des Signal-zu-Rausch-Verhältnis verschaffen. Schließen Sie dazu den Ausgang eines der beiden Hall-Sensoren an ein Oszilloskop und die Leiterschleife an ein Labornetzteil. Können Sie irgendwelche Signale ausmachen? Vermutlich nicht.
2. Nutzen Sie nun nur den Eingangsverstärker, sowie den Ausgangs-Tiefpass des Lock-In-Verstärkers, um das Signal des Hall-Sensors zu verstärken und zu filtern. Stellen Sie durch Ein- und Ausschalten des Stromes durch die Spule sicher, dass Sie überhaupt ein Signal am Ausgang detektieren können. Wenn Sie Probleme haben, überhaupt ein Signal zu bekommen, können

Sie mit einem Dauermagneten den Hall-Sensor stark aussteuern und so ggf. eine Fehlerquelle lokalisieren. Wenn Sie sicher sind, dass Sie ein Signal detektieren können, stellen Sie am Labornetzteil, mit dem Sie die Leiterschleife versorgen, eine Spannung von 2,0 V ein.

Man würde zur Bestimmung des Feldes einer Leiterschleife letztere mit einem großen Strom betreiben, um ein hohes Signal zu bekommen. Hier möchten wir jedoch aus didaktischen Gründen eine Vergleichbarkeit der DC-Messung und der Lock-In-Messung erreichen. Die Spannung von 2,0 V kann später auch der Referenzoszillator liefern.

Beobachten Sie, wie das Rauschen mit geringer werdender Bandbreite abnimmt. Gibt es eine Bandbreite, ab der das Signal gegenüber dem Rauschen deutlich erkennbar wird?

Schätzen Sie das Signal-zu-Rausch-Verhältnis für mindestens drei unterschiedliche Bandbreiten ab. Beachten Sie dabei, dass ein Multimeter u.U. durch zeitliche Mittelung die Bandbreite ungewollt weiter reduziert und daher nicht gut verwendet werden kann, um die Fluktuationen zu bestimmen.

Das Signal-zu-Rausch-Verhältnis bezieht sich normalerweise auf die mittlere Leistung der beiden Größen, Signal und Rauschen. Sie können das Signal-zu-Rausch-Verhältnis hier anders definieren, Sie sollten dies jedoch konsistent und transparent machen.

3. Schließen Sie nun die Leiterschleife an den Referenzoszillator an. Wählen Sie auch hier eine Spannung von $2,0 V_{\text{eff}}$ und eine mittlere Frequenz von einigen Hundert Hertz. Fügen Sie zwischen Eingangsverstärker und Ausgangs-Tiefpass wieder den Lock-In-Detektor ein. Der Referenzeingang desselben sollte noch über den Phasenschieber mit dem Referenzoszillator verbunden sein. Sie haben nun drei Verstärkungsfaktoren, nämlich bei der Eingangsstufe, am Detektor und beim Ausgangs-Tiefpass. Wählen Sie die Verstärkungsfaktoren so, dass Sie überall im Signalweg deutlich von einer Übersteuerung (Clipping) entfernt sind, das Signal aber nirgends so klein ist, dass andere Rauschquellen relevant werden können. Wie bei der Eichung müssen Sie die Phasenlage des Signals bestimmen und dann die In-Phase-Amplitude messen.

Schätzen Sie das Signal-zu-Rausch-Verhältnis für die gleichen drei Bandbreiten wie bei der DC-Messung ab.

Bestimmen Sie nun bei einer geringen Bandbreite das Magnetfeld in der Mitte der Spule in Gauss. Vergleichen sie mit dem Erwartungswert und diskutieren sie mögliche Diskrepanzen.

4. Wählen Sie für diesen Versuchsteil eine Zeitkonstante von $\tau = 0,3s$, was einer Bandbreite von etwa einem Halben Hertz entspricht. Schätzen Sie das Signal-zu-Rausch-Verhältnis für diese Einstellung ab. Wählen Sie nun am Referenzoszillator 50 Hz. Nutzen Sie den Frequenzzähler im Multimeter oder den im Arbiträrsignalgenerator um die Frequenz auf ein Bruchteil von

einem Hertz genau zu wählen. Korrigieren Sie ggf. die Phasenverschiebung und bestimmen Sie abermals das Signal-zu-Rausch-Verhältnis.

Wiederholen Sie diesen Versuchsteil neben den 50 Hz auch für 150 Hz sowie 113 Hz. Was können Sie feststellen? Haben Sie für Ihre Beobachtungen eine Erklärung?

5. Machen Sie nun eine differenzielle Messung. Die beiden Hall-Sensoren sind in entgegengesetzte Richtung verbaut. Sie können daher einen der beiden an den positiven und den anderen an den negativen Eingang der Eingangsstufe anschließen. Vergessen Sie nicht, den negativen Eingang am Schalter auch zu aktivieren. Sie erhalten damit das doppelte Signal, das unkorrelierte Rauschen sollte jedoch nur um den Faktor $\sqrt{2}$ zunehmen. Korrelierte Störungsquellen sollten weit weniger ins Gewicht fallen.

Bestimmen Sie zunächst mit den gleichen Einstellung vom vorherigen Versuchsteil das Signal und das Signal-zu-Rausch-Verhältnis für 113 Hz und dann für 150 Hz.

Können Sie die oben gemachten Annahmen bestätigen?