

## Versuch 6

**Lock-in-Verstärker****1. Einleitung**

Lock-in-Verstärker werden sehr häufig in Laborexperimenten bei der Detektion und Verarbeitung sehr schwacher Analogsignale (Wechselspannungen bzw. -ströme auf breitbandigem Rauschuntergrund) eingesetzt.

Sehr leistungsfähige kommerzielle Geräte verschiedener Hersteller (z.B. von EG&G Princeton Applied Research, Ithaco oder Stanford Research Systems) sind zu Preisen ab ca. 3000 DM verfügbar. Außer "klassischen" Analog-lock-in sind auch Geräte mit DSP (digital signal processing: digitale Signalverarbeitung) im Angebot.

Zum Standard gehört die Ausstattung mit einer Schnittstelle (üblich sind RS232- oder GPIB-interface), die eine direkte Kommunikation mit Meßcomputern gestattet. Verwendbar sind diese Geräte zur Detektion von Analogsignalen bis hinunter in den nV- bzw. fA-Bereich mit einer nutzbaren Verstärkungsbandbreite von einigen Hz bis MHz. Dabei kann ein guter lock-in-Verstärker das eigentliche Meßsignal aus einem bis zu 4 Größenordnungen stärkeren Rauschen herausfiltern! Die lock-in-Technik gestattet eine Messung sowohl der Signalamplitude als auch der Signalphase.

Ein analoger lock-in-Verstärker enthält folgende Baugruppen:

- Eingangsverstärkerstufe,
- Referenzstufe,
- Phasenschieber,
- Demodulator bzw. Analogmultiplizierer und
- Tiefpaßfilter/Integrierer.

Zur Demonstration und zum Verständnis des Wirkungsprinzips soll im Versuch ein einfaches Analog-lock-in, das diese Baugruppen enthält, mit relativ wenigen Bauelementen realisiert werden.

Da die von Ihnen aufzubauende Schaltung vergleichsweise komplex ist, empfiehlt sich ein *schrittweiser* Aufbau. Nach den notwendigen Vorüberlegungen realisieren und testen Sie jede einzelne Baugruppe, um Fehler auszuschließen! Bei überlegtem methodischen Vorgehen sollten Sie die Gesamtschaltung erfolgreich und funktionsfähig aufbauen können.

Mit EWB können die einzelnen Teilschaltungen analysiert und alle verwendeten Bauelemente sinnvoll dimensioniert werden - noch bevor Sie die Schaltung tatsächlich aufbauen. Nutzen Sie diese Möglichkeit!

**2. Phasempfindlicher Gleichrichter**

Die Wirkungsweise des oben bereits erwähnten Demodulators bzw. Analogmultiplizierers soll mit der in Abb.1 dargestellten Schaltung veranschaulicht werden. Üblich ist die Bezeichnung "phasempfindlicher Gleichrichter".

Obwohl das Schaltungsprinzip für beliebige zeitlich periodische Signale einsetzbar ist, beschränken wir uns zunächst der Einfachheit halber auf sinusförmige Signale. Nehmen wir an, dass wir die Amplitude eines ankommenden Signals (SIG) und seine Phasenverschiebung in Bezug auf ein zweites Signal exakt gleicher Frequenz - das Referenzsignal (REF) - messen wollen. (Beide Signale könnten durch denselben Oszillator erzeugt worden sein.)

Das Referenzsignal REF wird mit Hilfe eines Komparators in ein Rechtecksignal (SQ) umgeformt, das die Stellung eines Kippschalters (1 und 2) am Ausgang periodisch wechselt. In Stellung "1" erscheint das Signal unverändert am Ausgang, in Stellung "2" wird das Eingangssignal invertiert (der Operationsverstärker ist als invertierender Verstärker mit 0 dB Verstärkung beschaltet).

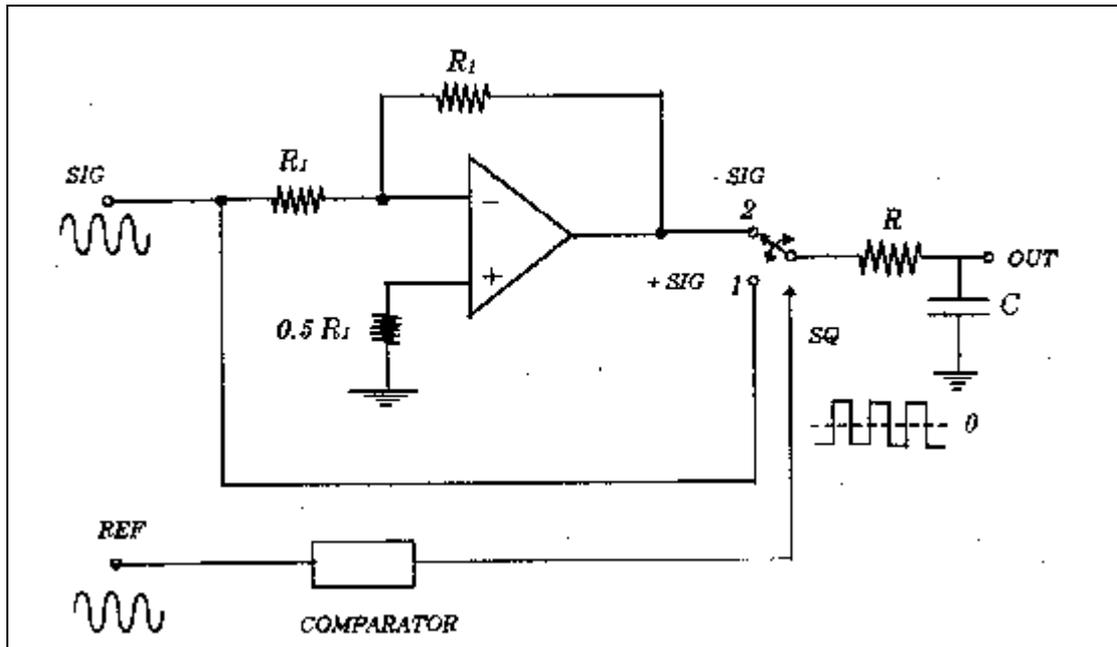


Abb.1 Prinzipschaltung eines phasenempfindlichen Gleichrichters

Die Funktionsweise der gesamten Schaltung wird deutlich bei Betrachtung der Signalformen in Abb.2:

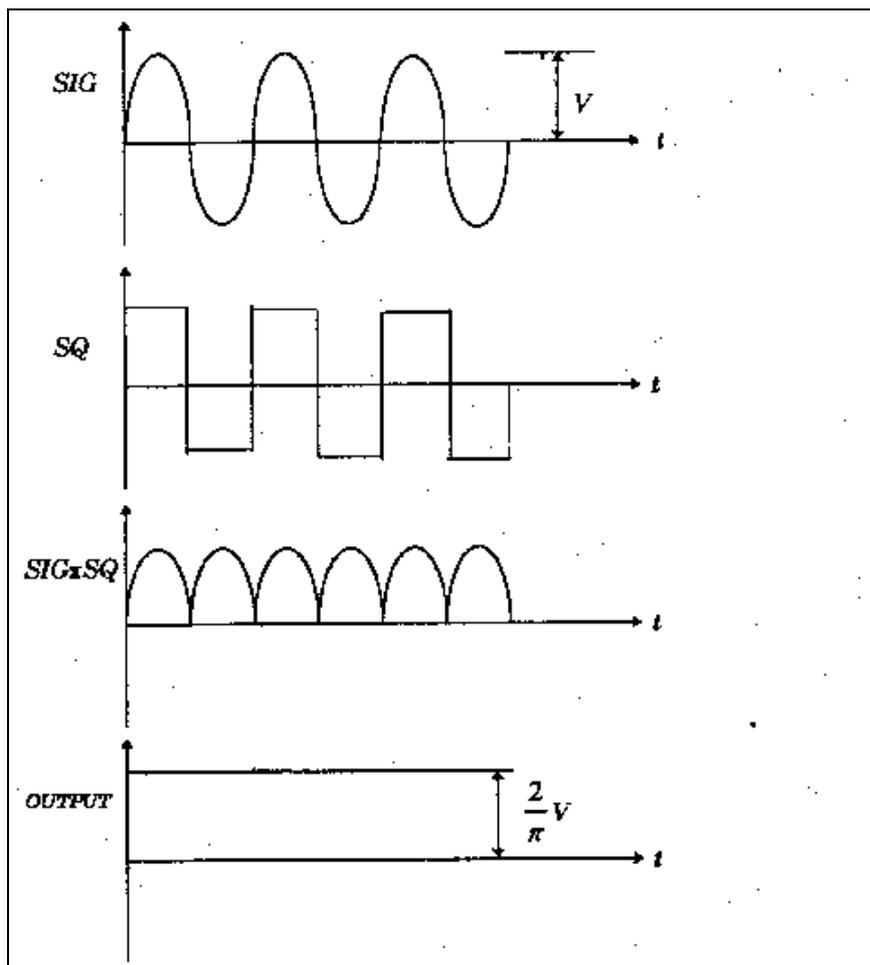


Abb.2 Signalformen am phasenempfindlichen Gleichrichter

Das anliegende Eingangssignal  $SIG$  der Amplitude  $V$  und das in ein Rechtecksignal  $SQ$  umgeformte Referenzsignal haben die Formen

$$SIG = V \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad \text{und} \quad SQ = \frac{4}{\pi} \cdot \left\{ \sin(\omega \cdot t) + \frac{1}{3} \sin(3 \cdot \omega \cdot t) + \frac{1}{5} \sin(5 \cdot \omega \cdot t) + \dots \right\}.$$

Das Rechtecksignal hat eine auf 1 normierte Amplitude und ist als (diskrete) Fourier-Reihe dargestellt, die alle ungeraden Harmonischen der Grundfrequenz  $\omega$  enthält. Während der ersten Halbperiode wird der Kippschalter auf Stellung "1" gebracht, in der zweiten Halbperiode steht der Schalter auf Stellung "2". Das resultierende Signal, das in den nachfolgenden Tiefpassfilter eingespeist wird, ist folglich das Produkt  $SQ \cdot SIG$  aus Referenz und Signal und hat die Form

$$SIG \cdot SQ = \frac{2}{\pi} \cdot V \cdot \left\{ 1 - \frac{2}{3} \cos(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{2}{15} \cos(4 \cdot \omega \cdot t) - \frac{2}{35} \cos(6 \cdot \omega \cdot t) - \dots \right\}.$$

Dieses Produkt enthält nunmehr alle geraden Harmonischen der Grundfrequenz  $\omega$ . Mit einem Tiefpassfilter, dessen obere Grenzfrequenz entsprechend dimensioniert ist, können diese Harmonischen wirkungsvoll unterdrückt werden. Wir erhalten dann ein DC-Ausgangssignal der Form

$$V_{OUT} = \frac{2}{\pi} \cdot V,$$

das proportional zur Signalamplitude ist.

Nimmt man für den allgemeinen Fall eine (feste) Phasenverschiebung zwischen Signal und Referenz an, so ist

$$SIG = V \cdot \sin(\omega \cdot t + \Phi).$$

Mit denselben Überlegungen wie oben erhält man jetzt für das Ausgangssignal nach dem Tiefpass

$$V_{OUT} = \frac{2}{\pi} \cdot V \cdot \cos(\Phi).$$

Dieses allgemeine Ergebnis zeigt, dass der realisierte Gleichrichter tatsächlich amplituden- und phasenempfindlich arbeitet. Diese Schlussfolgerung lässt sich auf beliebige Formen von Wechselspannungen verallgemeinern (jede zeitlich periodische Signalform kann als Fourier-Reihe dargestellt werden).

### 3. Realisierung des phasenempfindlichen Gleichrichters mit SFET als Schalter

Die in Abb.1 gezeigte Schaltung ist so natürlich nicht sinnvoll einsetzbar. Ein elektromechanischer Schalter (z.B. mit einem Relais) wäre nur bei sehr tiefen Frequenzen brauchbar. Eine bessere Lösung ist mit einem elektronischen Schalter möglich, z.B. mit SFET (JFET) im Schalterbetrieb wie in Abb. 3 dargestellt.

Das Referenzsignal ist oft sinusförmig und hat i.a. eine relativ geringe Amplitude, mit der man einen elektronischen Schalter nicht zuverlässig ansteuern kann. Das für unsere Zwecke erforderliche Rechtecksignal hinreichender Amplitude lässt sich durch den Einsatz eines sog. OPV-Komparators erzeugen.

In Abb.3 durchläuft das Referenzsignal einen Phasenschieber (wird weiter unten noch diskutiert) und speist die Eingänge von zwei *gegenphasig* arbeitenden OPV-Komparatoren (Beachten Sie die gegenphasigen Signalverläufe an den beiden Komparatorausgängen!), die einen Ausgangshub von  $\pm 15$  V liefern. Jeder einzelne Komparator schaltet einen JFET (Schalterbetrieb). Aufgrund der gegenphasigen Ansteuerung ist in jeder Halbperiode immer nur ein JFET-Schalter geöffnet, der andere geschlossen. Überlegen Sie, welche Funktion die Diode und der Gate-Source-Widerstand haben!

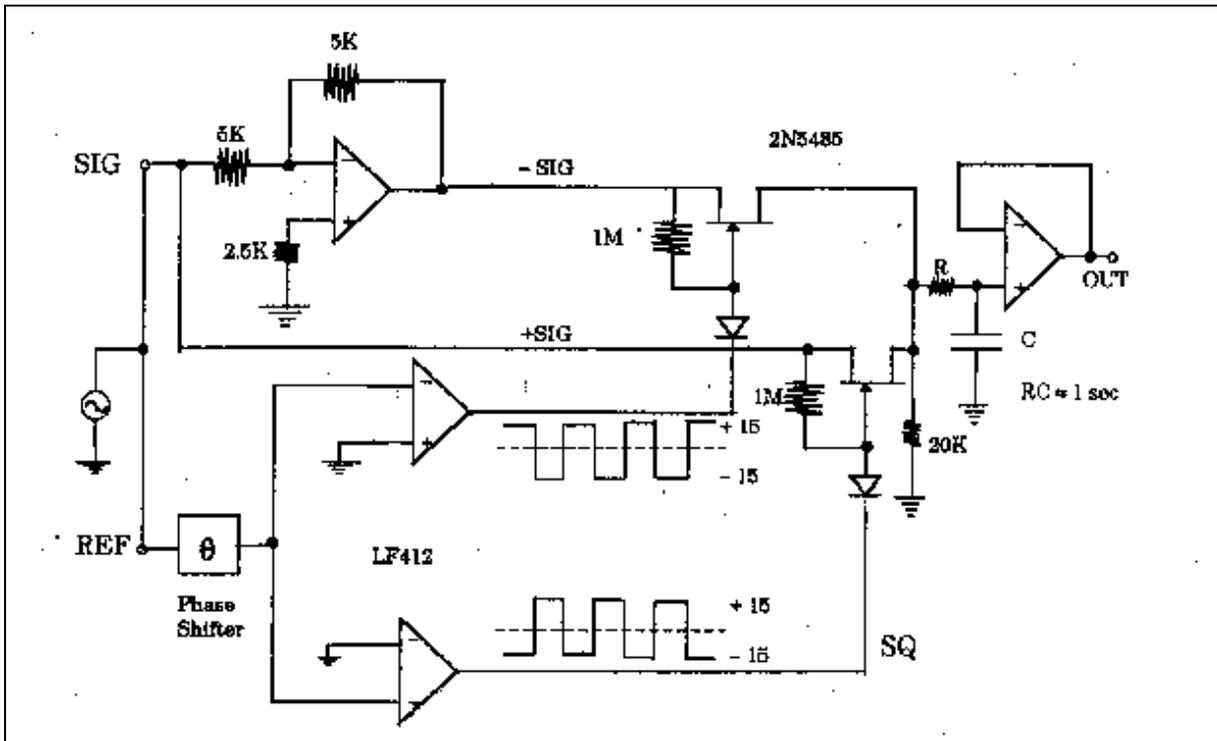


Abb.3 Schaltung des phasempfindlichen Gleichrichters mit SFET als Schalter

4. Zeigerdiagramm und Phasenschieber

Im allgemeinen Anwendungsfall werden Signal und Referenz eine gewisse (aber konstante) Phasenverschiebung  $F$  zueinander haben, die a priori unbekannt ist. Wie oben schon dargestellt, ist das Ausgangssignal des lock-in-Verstärkers eine

Gleichspannung der Form  $V_{OUT} = \frac{2}{p} \cdot V \cdot \cos(\Phi)$ . Bei ungünstiger Phasenlage (im schlimmsten Fall  $90^\circ$ ) ist das

Ausgangssignal sehr klein. Häufig möchte man nicht nur die Amplitude eines Messsignals bestimmen, sondern auch dessen Phasenlage (z.B. zur Bestimmung von Realteil und Imaginärteil eines komplexen Widerstandes). Es ist deshalb erforderlich, die Phasenlage definiert verändern zu können. Diese Aufgabe übernimmt ein Phasenschieber, der die Phase des aus der Referenz erzeugten Rechtecksignals SQ (bezüglich REF) um bekannte Werte  $Q$  ändert und somit die Bestimmung der Phasendifferenz  $F$  zwischen Signal SIG und Referenz REF erlaubt.

In Analogie zur Darstellung komplexer Zahlen kann der vorliegende Sachverhalt in einem Zeigerdiagramm wie in Abb.4 veranschaulicht werden:

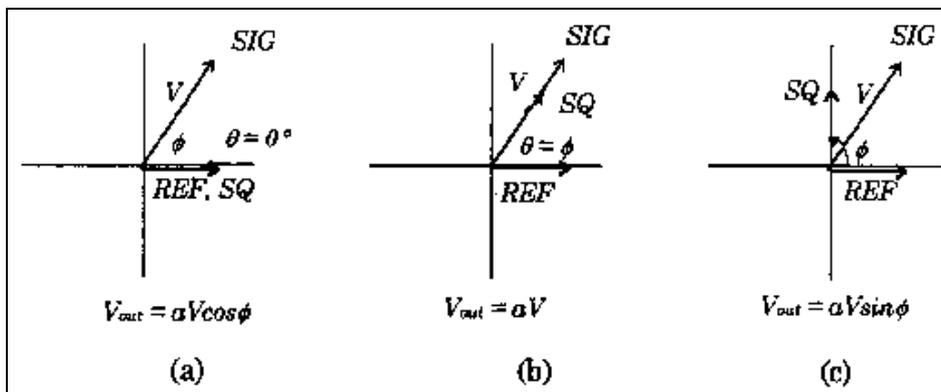


Abb.4 Zeigerdiagramm für verschiedene Phasenlagen

Den o.g. Faktor  $2/\pi$  bezeichnen wir hier mit  $a$ , als Bezugspunkt für die Phase  $0^\circ$  wollen wir das Referenzsignal REF nehmen. Im Zeigerdiagramm ist dann das eigentlich zu messende Signal SIG ein komplexer Vektor der Länge (Amplitude)  $V$  und der Phase  $\Phi$ .

Wenn der Phasenschieber auf  $\Theta=0^\circ$  eingestellt ist, liegen SQ und REF auf der reellen Achse, wie in Abb. 4(a) gezeigt. Die Ausgangsspannung des Tiefpasses ist die Projektion des Signals SIG auf den Zeiger von SQ, d.h. also  $V_{OUT} = a \cdot V \cdot \cos(\Phi)$ .

Jetzt variieren wir mit dem Phasenschieber  $\Theta$ , siehe Abb. 4(b). Wir können nun SQ solange in der Phase verschieben, bis es parallel zu SIG steht. So erhalten wir das maximale Ausgangssignal  $a \cdot V$ , das proportional zur Signalamplitude ist. Damit haben wir den sog. *Phasenabgleich* („phasing up“) des lock-in-Verstärkers ausgeführt.

Zur Messung der Phase  $\Phi$  geht man zweckmäßig so vor: Zunächst stellt man den Phasenschieber auf  $0^\circ$  wie in Abb. 4(a) und misst damit die Projektion des komplexen Signalvektors auf die reelle Achse. Anschließend stellen Sie die Phase auf  $90^\circ$  wie in Abb. 4(c) gezeigt und messen die Projektion des Signals auf die imaginäre Achse. Damit sind nun beide Komponenten des komplexen Signalzeigers bekannt, also auch die Amplitude und die Phase. Dasselbe Ergebnis lässt sich natürlich auch mit dem Phasenabgleich gemäß Abb. 4(b) erzielen. Allerdings ist der Abgleich auf maximales Detektionssignal i.a. schwierig. Hochqualitative kommerzielle lock-in-Verstärker können den Phasenabgleich auch *automatisch* mit Hilfe einer Regelschleife ausführen und damit *gleichzeitig* Amplitude und Phasenlage messen - messtechnisch relevant bei veränderlicher Phasenlage (z.B. variierende Meßfrequenz).

Sogenannte *Zweiphasen-lock-in-Verstärker* messen mit zwei unabhängigen phasenempfindlichen Gleichrichtern für die Phasenverschiebungen  $0^\circ$  und  $90^\circ$ . Diese Geräte können damit wahlweise beide Projektionen („real, imaginary“) oder Betrag („magnitude“) und Phase gleichzeitig messen.

### 5. Schaltungstechnik von Phasenschiebern

Eine einfache Schaltung zur Realisierung eines kontinuierlich veränderbaren Phasenschiebers mit einem OPV ist in Abb. 5(a) dargestellt. In Abb. 5(b) und 5(c) sehen Sie Varianten für fest voreingestellte Phasenverschiebungen von  $90^\circ$  und  $180^\circ$ , die Sie aus Ihrer bisherigen Arbeit im Praktikum bereits kennen.

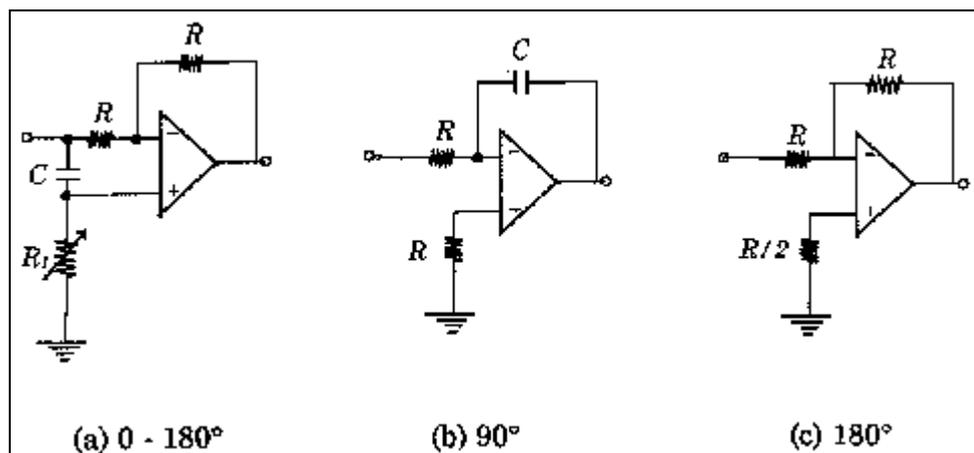


Abb.5 Einfache Phasenschieber-Schaltungen

Finden Sie für Abb.5(a) die Frequenz heraus, bei der die Phasenverschiebung  $90^\circ$  ist (Simulation mit EWB)! Wählen Sie eine günstige Betriebsfrequenz für den lock-in-Verstärker aus, z. B. 1 kHz. Danach suchen Sie die passiven Komponenten ( $C$ ,  $R$  und  $R_1$ ) so aus, dass Sie mit dem Einstellwiderstand eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  einstellen können! Mit dem OPV-

Integrierer in Abb. 5(b) erreichen Sie  $90^\circ$  fixierte Phasenschiebung, mit dem Inverter in Abb. 5(c)  $180^\circ$ . Durch Kombinationen der Schaltungen kann die Phase kontinuierlich zwischen  $0^\circ$  und  $360^\circ$  eingestellt werden.

### 6. Signalformen und Ausgangssignal

Beobachten und skizzieren Sie die Signalformen am Ausgang des phasempfindlichen Gleichrichters (d.h. vor dem Tiefpassfilter!) mit dem Oszillographen! Für unterschiedliche Phasenverschiebungen sollten die Signale so aussehen, wie in Abb. 6 dargestellt.

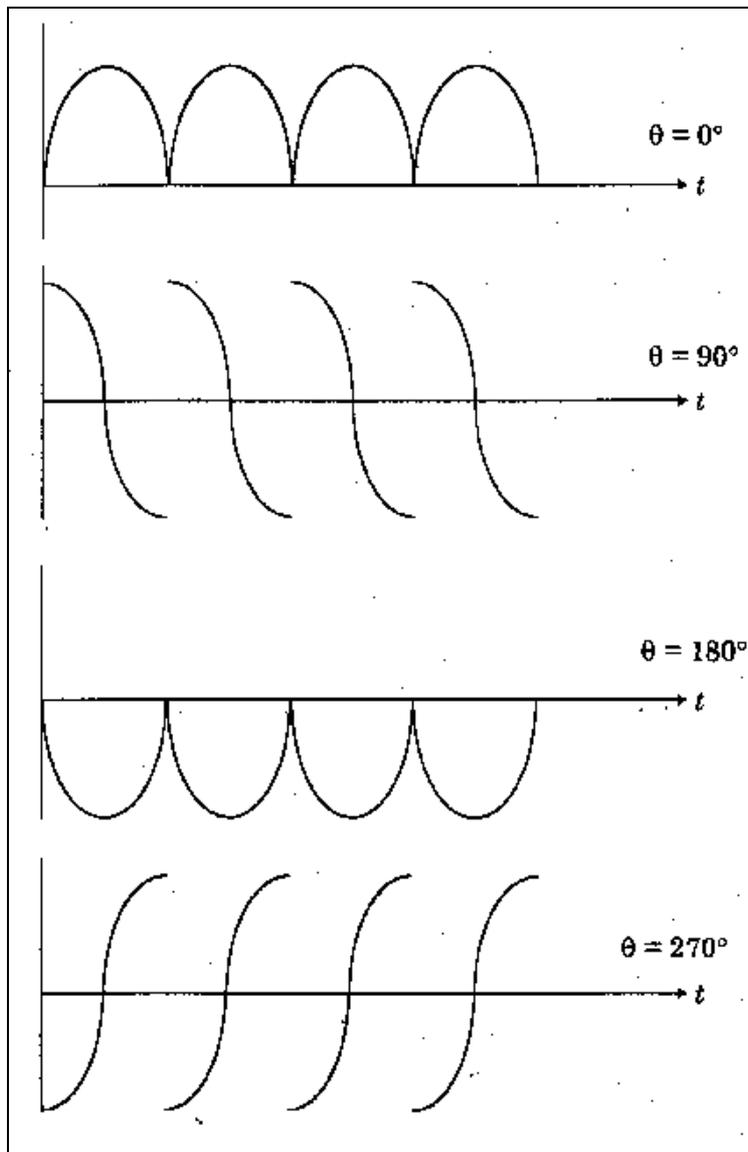


Abb.6 Signalformen am Ausgang des phasempfindlichen Gleichrichters für verschiedene Phasenlagen

Messen Sie gleichzeitig das Gleichspannungssignal am Ausgang des Tiefpassfilters bzw. Integrierers! Es sollte zunächst positiv sein, mit zunehmender Phasenverschiebung bis auf Null abnehmen und dann sein Vorzeichen ändern - begründen Sie das!

Wählen Sie eine zweckmäßige Integrations-Zeitkonstante (z.B. der Größenordnung 1 s)! Beachten Sie dabei: Wenn Sie die Amplitude oder die Phase ändern, dauert es *einige* Zeitkonstanten, bis das Ausgangssignal wieder stabil ist. Wird die

Integrationszeit  $t_{INT} = R \cdot C$  kleiner gewählt, dann reagiert zwar das System schneller, lässt aber mehr Rauschen durch (die Rauschbandbreite ist  $\Delta f = \frac{1}{RC}$ ). Ein Kompromiss zwischen akzeptablem Signal-Rausch-Verhältnis und Reaktionszeit ist unvermeidlich!

Ändern Sie die Phase, um ein maximales Ausgangssignal des Integrierers zu bekommen (Phasenabgleich)! Legen Sie am Eingang des lock-in-Verstärkers Signale von  $V_{SS} = 5.0 \text{ V}$ ,  $2.0 \text{ V}$ ,  $200 \text{ mV}$ ,  $50 \text{ mV}$  und  $20 \text{ mV}$  (Spitze-Spitze) an! Messen Sie die jeweilige Gleichspannung am Ausgang des Tiefpassfilters! Verhält sich der lock-in-Verstärker über den gesamten Signalbereich linear? Schätzen Sie anhand Ihres Befundes den sog. linearen Dynamikbereich ab!

### 7. Rauschunterdrückung

Zum Test unseres lock-in-Verstärkers wird seine Fähigkeit zur Unterdrückung aller Signale außerhalb der Detektionsbandbreite untersucht. Nehmen wir an, Sie haben eine Grenzfrequenz von  $f_g = 0.16 \text{ Hz}$  für das Tiefpassfilter (bzw. synonym - eine Integrationszeit von  $\tau = 1 \text{ s}$  für den Integrierer) gewählt. Die Detektionsbandbreite ist dann  $\Delta f = f_g = 0.16 \text{ Hz}$ . Wenn Sie z.B. mit einer Signalfrequenz von  $1 \text{ kHz}$  arbeiten, verhält sich der lock-in-Verstärker wie ein Bandpass mit einer Filtergüte von  $Q = f/\Delta f = 6250$ .

Zur Überprüfung der Rauschunterdrückung des lock-in-Verstärkers wollen wir die Ihnen schon bekannte Schaltung des Photodetektors (Strom-Spannungs-Wandler) einsetzen. Sie erinnern sich sicherlich daran, dass im Rauschen ein Störsignal (Ursprung: Raumbelichtung) deutlich nachzuweisen war. Wir wollen nun eine LED als Lichtquelle einsetzen, deren Emissionsstrahlung mit einer von Ihnen ausgewählten Frequenz moduliert wird. Die erzeugten Lichtimpulse sollen mit dem aufgebauten Photodetektor und dem lock-in-Verstärker detektiert werden. Den gesamten Schaltungsaufbau zeigt die Abb.7:

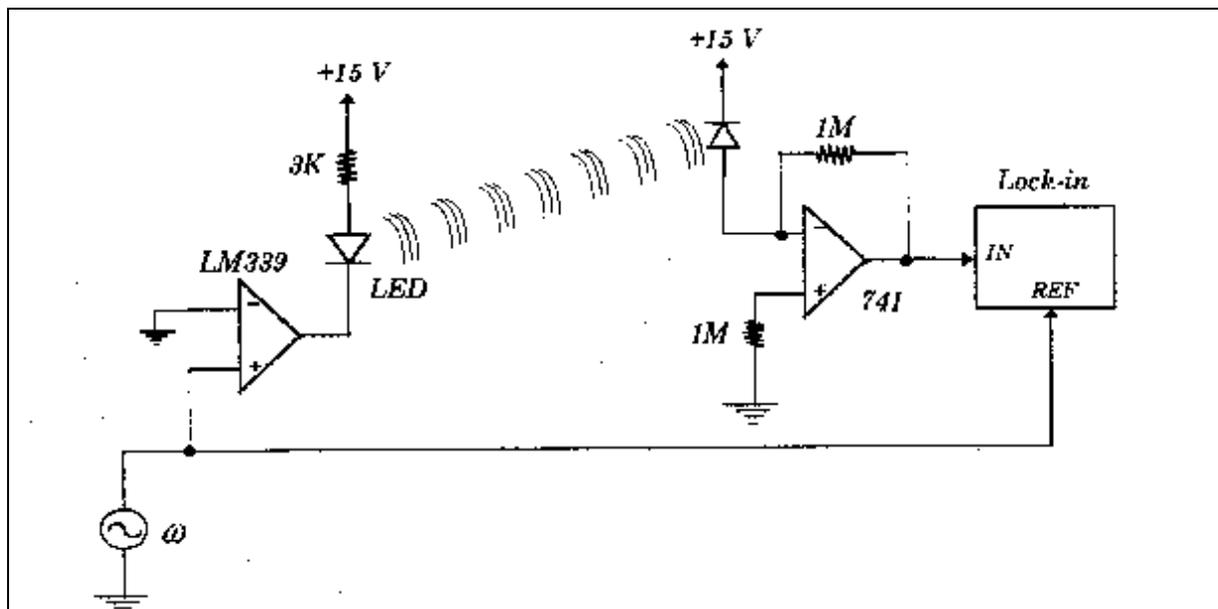


Abb.7 Schaltung zum Test der Rauschunterdrückung

Beachten Sie für den weiteren Aufbau und den Test der Gesamtschaltung die nachfolgenden Hinweise:

- Verwenden Sie einen Komparator (LM339- die Datenblätter stehen im Labor zur Verfügung) als Treiber, um die Strahlung der LED zu modulieren! Prüfen Sie diese Schaltung: Bei einer sehr niedrigen Frequenz können Sie beobachten, daß die LED blinkt!
- Danach bauen Sie die Photodetektorschaltung mit einer Photodiode (SFH217) und einem Strom-Spannungswandler (OPV) auf. Die Photodiode sollte in der näheren Umgebung der LED aufgebaut sein, lassen Sie sich dabei auch etwas "Bewegungsfreiheit" - schließen Sie die LED mit etwas längeren Zuleitungen an!
- Beobachten Sie das Ausgangssignal des Strom-Spannungs-Wandlers auf dem Oszillograph: Suchen Sie nach dem LED-Signal! Wenn der Abstand zwischen LED und Photodiode innerhalb einiger Zentimeter liegt, sollte das LED-Signal mit der von Ihnen ausgewählten Modulationsfrequenz ohne Schwierigkeiten zu beobachten sein.
- Speisen Sie das Ausgangssignal dann in Ihren lock-in-Verstärker ein und versuchen Sie, das Signal phasenempfindlich zu detektieren! Wählen Sie dazu eine Modulationsfrequenz für die LED, die weder mit der Netzfrequenz von 50 Hz noch ihren Harmonischen übereinstimmt. (Warum?)
- Wenn Sie mit Ihrem lock-in-Verstärker das Nutzsignal gefunden haben, machen Sie einen Phasenabgleich. Sollten Sie Probleme bei der Detektion haben, können das Signal in der gesamten Schaltung schrittweise mit Hilfe des Oszillographen verfolgen (Signalverfolgung). Überzeugen Sie sich unbedingt auch davon, dass das detektierte Signal tatsächlich von der LED kommt (nicht von anderen Quellen), indem Sie die LED mit der Hand abschirmen (das Signal sollte dann verschwinden)!
- Entfernen Sie die LED mehr und mehr vom Photodetektor, um zu testen, wie groß das kleinste noch nachweisbare Signal auf dem Rauschuntergrund ist. Sehen Sie sich dabei das Ausgangssignal des Strom-Spannungs-Wandlers mit dem Oszillographen an! Versuchen Sie eine grobe Abschätzung des minimalen Signal-Rausch-Verhältnisses für die von Ihnen gewählte Integrationszeit (um 1 s), bei dem Sie mit Ihrem lock-in-Verstärker noch detektieren können!
- Prüfen Sie auch die Aussagen hinsichtlich der Detektionsbandbreite eines lock-in-Verstärkers! Variieren Sie dazu die Modulationsfrequenz der LED in der Umgebung der Netzfrequenz und testen Sie aus, wie dicht sie bei 50 Hz liegen darf, um noch sicher zwischen Stör- und Nutzsignal unterscheiden zu können!