

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Hinweise zum Druck und der Verwendung des Skriptes

Folgende Dateien stehen zur Verfügung (xx aktuelle Jahreszahl).

ETGP20xx-full.pdf: Das komplette Skript Theorie- & Aufgabenteile

ETGP20xx-Aufgaben.pdf: Nur die Aufgabenteile.

Für die Durchführung des Praktikums **muss jeder Teilnehmer die Aufgabenteile in Papierform vorliegen haben, insbesondere die Zulassungsbescheinigung** (Druck der Datei **ETGP20xx-Aufgaben.pdf**). Da auch im Aufgabenteil auf Abschnitte im Theorieteil verwiesen wird, wird empfohlen, das komplette Skript (**ETGP20xx-full.pdf**) zu drucken.



Für den Druck verwenden Sie unbedingt die Einstellung **“ohne Seitenanpassung drucken”**. Das Dokument darf nicht skaliert werden (nur 1:1 Druck) da sonst die vorgefertigten Millimeterpapier-Diagramme nicht maßstabsgetreu abgebildet werden. Es ist **kein Farbdruck notwendig** - die Bilder und Diagramme sind so gestaltet, dass sie auch im Schwarz-Weiß Druck gut lesbar sind. Der Druck über **webPRINT am SCC** ist geprüft (Rippzeiten <6min). Direkt Druck aus dem Pool klappt nicht!

Sind Sie im Besitz eines Tablet-PC (IPAD etc.), mit welchem Sie während des Praktikums im vollständigen pdf-Skript nachschlagen können, reicht der Ausdruck der Aufgabenteile.

Studierende der Physik benötigen nicht die Aufgabenteile der Versuche 2, 6 und 8 nur:

- V1 Oszilloskopmesstechnik
- V2
- V3 Operationsverstärker II, Signalaufbereitung und Rechenschaltungen, Fourieranalyse
- V4 Messtechnik mit LabVIEW - Entwurf eines Neigungsmessgerätes
- V5 Schaltungssimulation mit LTSPICE
- V6
- V7 Wechselspannung, Gleichrichter, Linearregler
- V8
- V9 Gleichstromsteller

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum SS24

Die elektronische Verbreitung dieses Dokumentes über Downloadportale außerhalb der **kit.edu** Domäne ist untersagt! Zuwiderhandlungen werden nach dem Urhebergesetz strafrechtlich verfolgt.

Im Elektrotechnischen Grundlagenpraktikum werden Versuche aus den folgenden 9 Themenbereichen durchgeführt, wobei Sie jeden Themenbereich an einem Labornachmittag behandeln. Die Versuchsnummern (V1, V2, ...) finden Sie auch in der Seitennummerierung in diesem Skript wieder.

- | | |
|----|---|
| V1 | Oszilloskopmesstechnik |
| V2 | Operationsverstärker I, Grundsaltungen und Eigenschaften |
| V3 | Operationsverstärker II, Signalaufbereitung und Rechenschaltungen, Fourieranalyse |
| V4 | Messtechnik mit LabVIEW - Entwurf eines Neigungsmessgerätes |
| V5 | Schaltungssimulation mit LTSPICE |
| V6 | Kleinsignalverhalten bipolarer Transistoren |
| V7 | Wechselspannung, Gleichrichter, Linearregler |
| V8 | Digitaltechnik, Automatenentwurf, Hazards |
| V9 | Gleichstromsteller |

Die Versuche zur Oszilloskopmesstechnik werden Sie an Ihrem ersten Labortermین durchführen. Die weiteren Versuche werden in einem **rotierenden Verfahren** durchgeführt. Dies bedeutet, dass eine Gruppe z. B. die Versuche zum "Gleichstromsteller" bereits an Ihrem zweiten Labortermین durchführt. Die genaue Versuchseinteilung ist dem Aushang zu entnehmen.

Machen Sie sich bereits am Ende Ihres 1. Versuchstags auch mit den Geräten für den nächsten Versuch vertraut! In der Regel sitzen Sie bereits am richtigen Versuchsplatz.



Die Anerkennung der erfolgreichen Teilnahme ...

... an diesem Praktikum setzt voraus:

1. Bearbeitung der theoretischen Versuchsteile **vor dem Versuchstermin zu Hause**. In einigen Versuchen müssen Sie im praktischen Versuchsteil theoretische Betrachtungen oder Herleitungen von Zusammenhängen durchführen. **Erledigen Sie diese Herleitungen zu Hause, da sie sonst im zeitlich vorgegeben Rahmen nicht fertig werden.**

2. Dass die **Versuchsteile** des Skripts und die **Zulassungsbescheinigung** (Stempelkarte) **in Papierform** vorliegen.
3. Ausreichende Kenntnis der Versuchsinhalte zu Beginn des jeweiligen Versuchsnachmittags. Denken Sie bitte daran, dass wir vorhaben, Ihre Kenntnisse im Laufe des Versuchsnachmittags stichprobenartig zu überprüfen!



Unzureichende Kenntnisse führen zum Ausschluss an diesem Versuchstag. Sie erhalten kein Anrecht auf einen Nachholtermin.

4. Erfolgreiche Durchführung der Versuche aus **mindestens 8 Themenbereichen**. Versäumte Versuche können **nur in Ausnahmefällen** nachgeholt werden. Studierenden der Physik müssen die 6 Versuche V1, V3, V4, V5, V7, und V9 erfolgreich durchzuführen.

Ausnahmefälle sind z.B.: Krankheit bei Vorlage einer ärztlichen Krankmeldung.

Keine Ausnahmefälle sind:

**Klausureinsichten und/oder
private Veranstaltungen jeglicher Art.**
(z. B. Sportturniere, Freizeiten, Nebenjobs, Praktika etc.)



Planen Sie Ihre Freizeittermine daher so, dass sie *nicht* mit Ihren Praktikumsterminen kollidieren!

Nachholtermine sind ausschließlich mit Herrn Teltschik zu vereinbaren.

5. Als Nachweis für die erfolgreiche Durchführung der Versuche dient die **Zulassungsbescheinigung zum Abschlusskolloquium**. Die Bescheinigung werfen Sie mit **mindestens 8 Stempeln** (Studierende der Physik 6 Stempel) an Ihrem letzten Versuchstag in den bereitstehenden Kasten.



Bei Verlust der Bescheinigung müssen Sie das Praktikum im nächsten Jahr wiederholen!

6. Erfolgreiche Teilnahme am Abschlusskolloquium. Der Termin dafür, am Ende des Praktikums, wird rechtzeitig bekannt gegeben. Es ist weiterhin eine Anmeldung zum Abschlusskolloquium über das Studierendenportal (<https://campus.studium.kit.edu/>) notwendig!

Nur wenn Sie angemeldet sind UND die 8 Stempel (Studierende der Physik 6 Stempel) erreicht haben werden Sie zur Prüfung zugelassen.

Beachten Sie, dass das Abschlusskolloquium eine Prüfungsleistung ist und die Nichtteilnahme daher als “nicht bestanden” gewertet wird.

Sollten Sie aus gesundheitlichen Gründen nicht am Kolloquium teilnehmen können, bekommen Sie nach Vorlage einer ärztlichen Krankmeldung einen Nachtermin.

Allgemeine Literaturhinweise

1. Vorlesungsskript: **Elektronische Schaltungen (im Ilias Bereich verfügbar)**
2. Vorlesungsskript: **Grundlagen der Digitaltechnik**
3. Böhmer, Erwin: **Elemente der angewandten Elektronik**, Vieweg Verlag
4. Tietze / Schenk: **Halbleiter-Schaltungstechnik**, Springer Verlag

Benötigte Hilfsmittel

- Dieses Skript, die Versuchsteile des Skripts sowie die Zulassungsbescheinigung (Stempelkarte) in Papierform, Schreibmaterial, insbesondere Bleistift, Taschenrechner, Lineal

Liebe Studierende

wir wollen Sie in diesem Praktikum mit den Grundlagen der Halbleiter-Schaltungstechnik, mit der zugehörigen Mess- und Simulationstechnik und mit der Arbeitsweise mit Datenblättern vertraut machen. **Dafür ist es notwendig, dass Sie bereits vor dem Versuchstag die Versuchsanleitung gründlich studieren - sowohl den Theorieteil als auch die Aufgaben der Versuchsdurchführung, da Sie sonst in Zeitnot geraten.**

Wir werden uns erlauben, Ihre Vorbereitung gelegentlich stichprobenartig zu überprüfen.

Die Versuche sind so gestaltet, dass Sie bei **ordentlicher Vorbereitung** innerhalb der 4 Zeitstunden durchzuführen sind, und Sie genügend Zeit haben mit den Aufbauten zu “spielen”.

Eigenschaften der Halbleiter, ihre Grundsaltungen und die wesentlichen mathematischen Modelle zur Verhaltensbeschreibung sind wichtiger als typische Messwerte. Dennoch soll jeder Laborteilnehmer die Messergebnisse der Laborgruppe in seine Versuchsanleitung eintragen. Jede Versuchsanleitung hat den dafür vorgesehenen Raum. Lassen Sie **jede Teilaufgabe** von den Betreuern überprüfen. Dies verhindert Folgefehler, wenn die Aufgaben aufeinander aufbauen.



Die Betreuer erteilen Ihnen nach einem erfolgreich durchgeführten Versuch auch den Testatstempel in Ihre **Zulassungsbescheinigung**. **Sie sind selbst dafür verantwortlich dass Sie nach der erfolgreichen Durchführung eines Versuches den Testatstempel bekommen!** Am Ende des Semesters findet ein Abschlusskolloquium statt, für dessen Zulassung Sie die Bescheinigung mit mindestens **8 Stempeln** (Studierende der Physik 6 Stempel) benötigen.

Bemerkung zur Bezeichnung von Bauelementen

Per Definition besteht jede elektrische oder physikalische Größe aus dem Produkt von Zahlenwert und Einheit. Beispiele: $R = 3.9 \text{ k}\Omega$; $C = 1.5 \text{ }\mu\text{F}$. Um jedoch elektrische Schaltungen auf dem Papier nicht durch zu viel Beschriftung zu überlasten, werden die Bezeichnung der Bauelemente innerhalb von Schaltungen häufig in folgender Weise vereinfacht: An Stelle von $3.9 \text{ k}\Omega$ wird nur $3\text{k}9$ und an Stelle von $1.5 \text{ }\mu\text{F}$ nur $1\mu5$ jeweils neben dem Bauelementsymbol geschrieben. Dadurch erspart man das Komma und die physikalische Größe, die durch die Position direkt neben dem Bauteilsymbol aus diesem abgeleitet werden kann.

Hinweise zur Versuchsdurchführung

Fragen, die auch nach dem Lesen der Versuchsanleitung offen geblieben sind, sollten vor Versuchsbeginn mit einem der Betreuer geklärt werden.

Beginnen Sie mit dem Aufbau einer Schaltung immer erst dann, wenn Sie **alle** den Sinn der Schaltung verstanden haben. Bitte diskutieren Sie miteinander, so dass jeder in der Gruppe alles mitbekommt. Zeigen und fördern Sie also Ihre Teamfähigkeit!

Beim Messen mit Messinstrumenten mit manueller Bereichseinstellung stellt man grundsätzlich **vor dem Anschließen** den zu erwartenden Messbereich ein, um die Messinstrumente nicht zu zerstören. Bei Digitalmultimetern mit automatischer Bereichseinstellung und bei Oszilloskopen kann diese

Vorsichtsmaßnahme entfallen. Sie sollten aber dennoch immer ein Gefühl dafür haben, welche Größenordnung Ihre Messgröße hat, um die Plausibilität Ihrer Messung abschätzen zu können.

Schalten Sie die Betriebsspannung erst dann ein, wenn die Schaltung fertig aufgebaut und überprüft worden ist!

Um leichter Korrekturen vornehmen zu können, füllen Sie das Messprotokoll mit **Bleistift** aus.

Bei Versuchen mit Halbleitern (OP, Transistor) können Sie das Bauteil durch Fehlbeschaltung zerstören. Haben Sie den Verdacht dass ein Bauteil defekt ist, geben Sie dies bitte den Betreuern. Damit Sie keine Zeit verlieren finden Sie an Ihrem Versuchsplatz eine Dose mit Ersatzbauteilen. Falls Sie einen Gerätedefekt vermuten, so melden Sie dies bitte umgehend einem der Betreuer.

Unternehmen Sie keine selbständigen “Reparaturversuche”!

Verwenden Sie bitte ausschließlich Geräte und Messkabel von Ihrem eigenen Arbeitsplatz.

Zeichnen Sie Messwerte, wo erforderlich, während der Messungen gleich graphisch auf und zwar, ohne dass Sie eine Zwischentabelle anlegen. Man erkennt an einer Kurve leichter als aus einer Tabelle, wo noch Messpunkte fehlen und wo man mit weniger Messpunkten auskommt. Kontrollieren Sie bitte die gefundenen Messwerte durch Abschätzen oder Überschlagsrechnung, bevor Sie eine Schaltung abbauen.

Feststellungen zum Schutz der Laborteilnehmer

Sie sind bereits im vierten Semester und haben grundlegende Vorlesungen über Elektrotechnik und deren Gefahren bei höheren Spannungen ab 60V gehört. **Sie sind also sachverständig geworden, und verantwortlich für Ihr Handeln.** Im Praktikum treten nur beim Gleichstromsteller-Versuch Spannungen über 60V auf. Bei allen übrigen Versuchen kommt Niederspannung bis 30V zum Einsatz. Dennoch geben wir Ihnen die folgenden Empfehlungen:

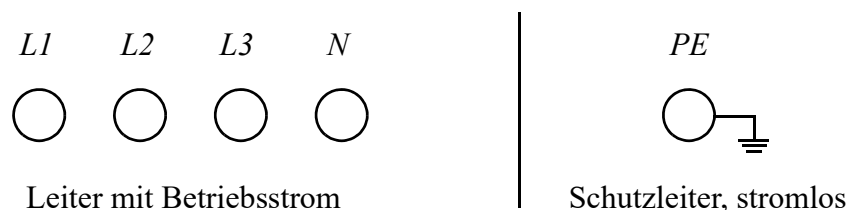


Empfehlungen

1. Schaltungen dürfen nur auf-, ab- oder umgebaut werden, wenn alle Spannungsquellen ausgeschaltet sind - auch ein Funktionsgenerator ist eine Spannungsquelle.
2. Bestimmte Bauteile können explodieren oder implodieren. Dazu gehören Transistorgehäuse, Elektrolytkondensatoren und Elektronenstrahlröhren.
3. Vermeiden Sie Kurzschlussvorgänge! Sie können Personen durch Verbrennung oder Funkenflug gefährden.

Hinweise zu Labornetzen, Erdung (PE) und Masse (GND)

Unsere 230 Volt Wechselspannung wird einem Fünfleiter-Drehstromnetz entnommen:



Die stromführenden Dreiphasen-Leiter $L1$, $L2$, $L3$ haben gegeneinander die verkettete Spannung $U_{eff_LL} = 400V$. Jeder dieser Leiter hat gegen den Neutral-Leiter N die Phasenspannung $U_{eff_LN} = 230V$. Ein einphasiger Betrieb mit 230V verwendet also einen Dreiphasenleiter ($L1$ oder $L2$ oder $L3$) und den Neutral-Leiter N . Über N fließt daher Strom. Der fünfte Leiter PE dient dem Anschluss der Schutzleiter (z. B. Gehäuse) der einzelnen Geräte. Daher ist es wichtig, dass dieser Schutzleiter ein konstantes Bezugspotenzial behält. Nur dann, wenn der PE stromlos bleibt, kann die Schutzerdung Sicherheit bieten!

Der Schutzleiter $\underline{\underline{PE}}$ wird häufig mit der Gerätemasse $\underline{\underline{GND}}$ verwechselt. Grundsätzlich sind beide als getrennt voneinander zu beachten.

Ausnahmen sind z. B. die Oszilloskope oder die Funktionsgeneratoren im Praktikum:

 **Das Gehäuse des Oszilloskops sowie die Außenleiter (= Masseanschlüsse) der Koaxialanschlüsse der Oszilloskop-Messkanäle (CH1, CH2) sind mit dem Schutzleiter PE verbunden. Sie können daher die Masseanschlüsse der Messkanäle nicht auf verschiedene Potenziale legen, da Sie dann einen Kurzschluss über den Schutzleiter des Stromnetzes produzieren !**

Ist der Masseanschluss eines Messgerätes mit der Schutzerde PE elektrisch verbunden, so ist dies am Gerät durch das Erdungssymbol $\underline{\underline{\perp}}$ gekennzeichnet.

Weiterhin ist zu beachten, dass auch die Gehäuse aller Versuchskästchen, die über einen 230V Anschluss verfügen, geerdet sind.

 **Die Erdung $\underline{\underline{\perp}}$ der Versuchskästchen ist getrennt von der Masse $\underline{\underline{GND}}$ der Versuchskästchen!**

Verbesserung des Praktikums

Wir sind daran interessiert, das Praktikum ständig zu verbessern. Aus diesem Grund befindet sich am Ende jeder Versuchsbeschreibung ein "Feedbackbogen", den Sie ausfüllen können und in die im Praktikum stehenden Kästen einwerfen dürfen. Bitte machen Sie davon Gebrauch, wenn Sie z. B. Fehler in der Anleitung finden oder sonstige Anmerkungen zum Versuch haben.

Ich wünsche Ihnen viel Erfolg und hoffe, dass Sie mit diesem Praktikum Ihr bislang sehr theoretisches Studium mit etwas mehr Praxis füllen können.

A. Teltschik

Dr.-Ing. A. Teltschik

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum SS24

Zulassungsbescheinigung zum Abschlusskolloquium für:

Name: _____ **Matr. #:** _____

Studiengang: _____ **Gruppe:** _____

Versuche aus dem Bereich		Testatstempel
1. Oszilloskopmesstechnik RC- und RL-Glied	(P)	
2. Operationsverstärker I, Grundsaltungen und Eigenschaften		
3. Operationsverstärker II, Signalaufbereitung, Fourieranalyse/ -synthese	(P)	
4. Rechnergestützte Messtechnik mit LabVIEW Entwurf eines Neigungsmessgerätes	(P)	
5. Schaltungssimulation mit LTSPICE	(P)	
6. Kleinsignalverhalten bipolarer Transistoren		
7. Wechselspannung, Gleichrichter, Linearregler	(P)	
8. Digitaltechnik: Automatenentwurf & Hazards		
9. Gleichstromsteller	(P)	

Für die Zulassung zum Abschlusskolloquium müssen Sie mindestens 8 Testatstempel, Studierende der Physik 6 Stempel (P), vorweisen.

Die Zulassungsbescheinigung werfen Sie an Ihrem letzten Versuchstag in einen der bereitstehenden Kästen ein!

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Anleitungen zum

- Funktionsgenerator**
- Multimeter**
- Oszilloskop-Programm “SCOPE”**

von

Dr.-Ing. Armin Teltschik

1 Funktionsgenerator - SFG2110

An einem modernen Labormessplatz ist ein Funktionsgenerator heute nicht mehr wegzudenken. Mit diesem Gerät ist es möglich, definierte, in der Regel periodische Spannungsverläufe zu erzeugen und als Signalquelle in eine zu untersuchende Schaltung einzuspeisen. Übliche Kurvenverläufe sind Sinus-, Dreieck-, Rechteck- und Sägezahnverläufe, wobei die Signalfrequenz und die Amplitude variabel einstellbar sind.

Der im Praktikum zur Verfügung stehende Funktionsgenerator (s. Bild 1.1) vom Typ GWInstek SFG2110 bietet u. a. folgenden Funktionsumfang:

- Kurvenformen: Sinus, Dreieck, Rechteck
- Amplitude: 40mV -15V peak-to-peak
- Offsetspannung: -5V ... +5V
- Frequenzbereich (Sinus, Rechteck): 0.1Hz - 10MHz
- Frequenzbereich (Dreieck): 0.1Hz - 1MHz

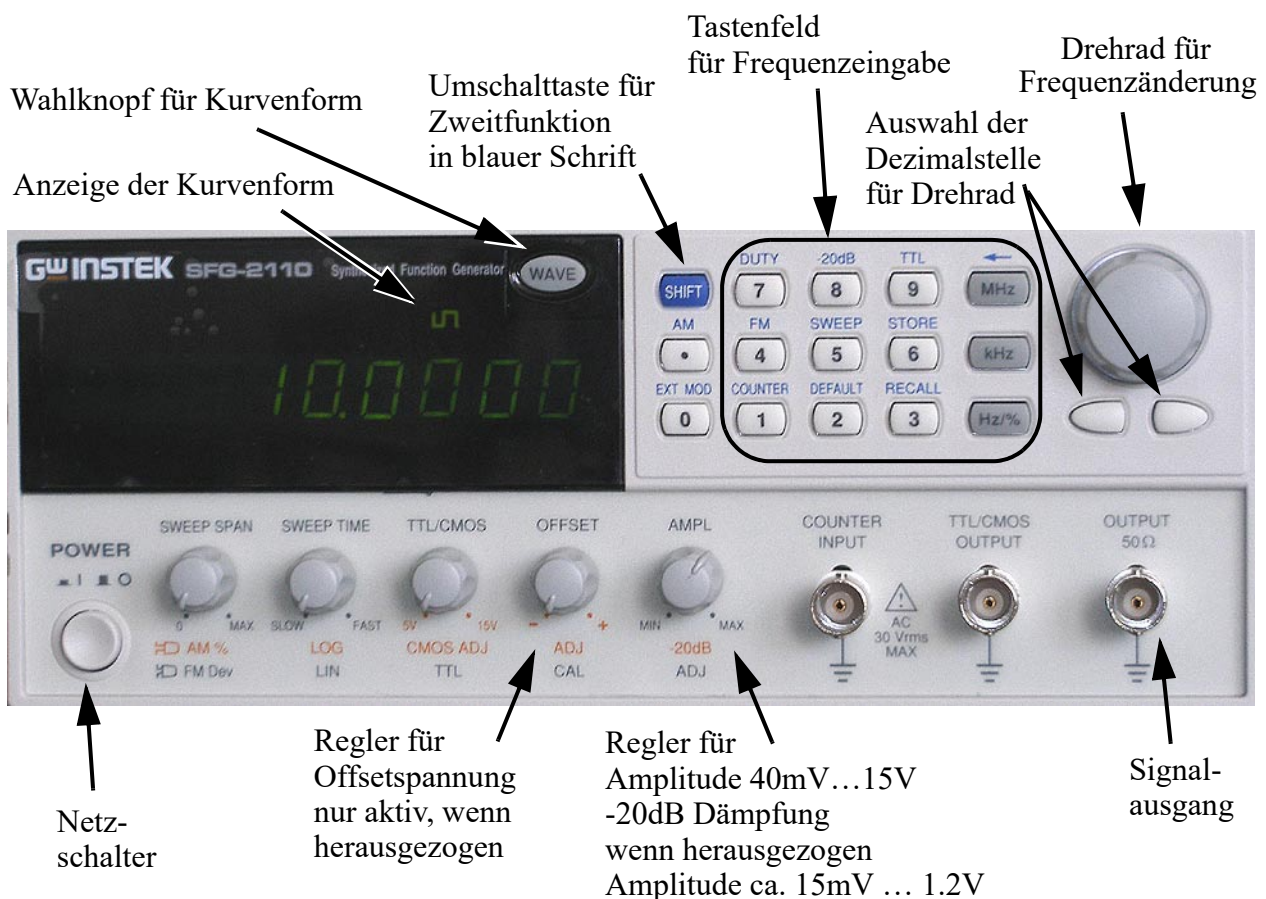


Bild 1.1 Funktionsgenerator Vorderansicht

Beispiele:

- Gerät auf Werkseinstellungen setzen: Zuerst SHIFT danach 2 drücken: **SHIFT** **2** DEFAULT
- Frequenz auf 1.2kHz einstellen: **1** **.** **2** kHz
- Offsetfunktion aktivieren: Offset Regler herausziehen:

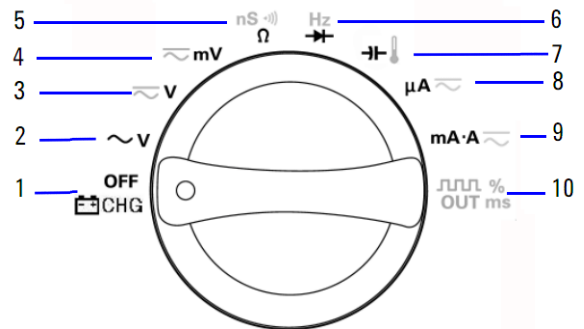
2 Multimeter Agilent U1252B

Als äußerst vielseitiges Messgerät hat sich das Multimeter - häufig auch Vielfachmessinstrument genannt - in der elektrischen Messtechnik bewährt. Standardmäßig können mit einem Multimeter die physikalischen Größen Spannung, Strom und Widerstand gemessen werden. Im Praktikum werden Sie das Multimeter vom Typ Agilent U1252B verwenden (s. Bild 2.1).



- A** Eingänge für Strom Messung
- B** Common gemeinsamer Eingang für alle Messungen
- C** Eingang für Spannungs-, Frequenzmessung, Ohm-, Temperatur- und Kapazitätsmessung

Schaltrad zur Auswahl der Messfunktion.



Nr.	Messfunktion
1	Aus bzw. Ladestellung für internen Akku
2	V: Wechselspannungsmessung AC. Anzeige des Effektivwertes
3	V: Gleichspannungsmessung DC, oder durch eine Wechselspannung überlagerte Gleichspannungen DC+AC
4	mV: Gleichspannungsmessung DC, oder durch eine Wechselspannung überlagerte Gleichspannungen DC+AC
5	Ω : Widerstandsmessung oder Leitfähigkeit (nS)
6	Diodentest oder Frequenzzähler
7	Kapazität oder Temperatur
8	uA: Gleich- oder Wechselstrom im uA-Bereich

Bild 2.1 Multimeter Agilent U1252B - Anschlussbuchsen und Messbereichswahl

Bis auf die Strommessung finden alle Messungen über die Eingänge **C** und **D** statt, wobei **C** die Masse oder der Negative-Eingang ist und **D** der Positive Eingang.

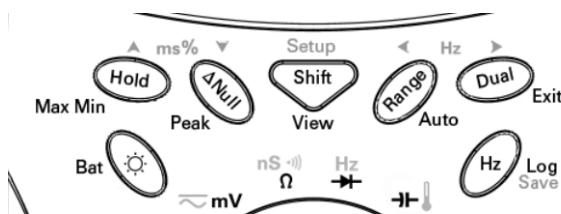
2. Kapitel: Multimeter Agilent U1252B

Dies ist bei Gleichgrößenmessungen zu berücksichtigen, damit der Messwert vorzeichenrichtig dargestellt wird. Für eine Strommessung muss das Messkabel von **D** nach **A** bzw. **B** umgesteckt werden.



Wählen Sie immer zuerst die Messfunktion am Schaltrad, bevor Sie das Messgerät mit der Schaltung verbinden!

Zusatzfunktionen werden über das Tastenfeld aktiviert:

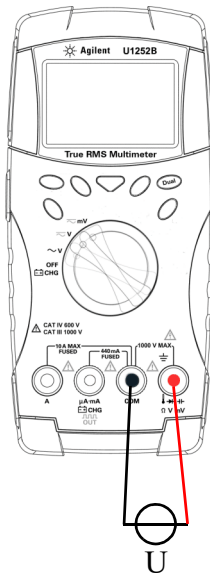


		Funktion bei Tastendruck von weniger als 1 Sekunde	Funktion bei Tastendruck von mehr als 1 Sekunde
1		schaltet die Hintergrundbeleuchtung EIN/AUS. Hintergrundbeleuchtung wird nach 30 Sekunden automatisch ausgeschaltet (Standard) ⁽¹⁾ .	zeigt für 3 Sekunden die Batteriekapazität an
2		friert den gemessenen Wert ein. Drücken Sie im Datenhaltemodus erneut darauf, um den nächsten gemessenen Wert einzufrieren. Im Modus „Halten aktualisieren“ wird der Messwert automatisch aktualisiert, sobald er stabil ist und die Zähleinstellung überschritten wird ⁽¹⁾ .	aktiviert den dynamischen Aufzeichnungsmodus. Drücken Sie erneut, um zwischen den Messwerten Max, Min, Avg (Durchschnitt) und dem aktuellen Messwert zu wechseln (auf der Anzeige durch MAXMINAVG gekennzeichnet).
3		speichert den angezeigten Wert als Referenzwert, der von den nachfolgenden Messungen abgezogen wird. Drücken Sie erneut, um den relativen Wert anzuzeigen, der gespeichert wurde.	aktiviert den 1-ms-Spitzenwert-Haltemodus. Drücken Sie , um zwischen den Max- und Min-Spitzenwerten zu wechseln.
4		wechselt zwischen den Messfunktionen bei einer bestimmten Drehreglerposition.	aktiviert den Protokollanzeigemodus. Drücken Sie um zwischen manuellen oder Intervall-Protokolldaten zu wechseln. Drücken Sie oder , um die zuerst bzw. zuletzt protokollierten Daten anzuzeigen. Drücken Sie oder , um die protokollierten Daten vorwärts oder rückwärts zu durchlaufen. Drücken Sie länger als 1 Sekunde, um den Modus zu beenden.
5		durchläuft verfügbare Messbereiche (außer wenn der Drehregler sich in der Position TEMP oder Hz befindet).	stellt den Modus zur automatischen Bereichsauswahl ein.
6		durchläuft verfügbare Kombinationsanzeigen (außer wenn der Drehregler sich in der Position befindet oder wenn das Messgerät sich im 1-ms-Spitzenwert-Haltemodus oder im dynamischen Aufzeichnungsmodus befindet) ⁽³⁾ .	beendet die Modi Halten, Null und dynamische Aufzeichnung sowie den 1-ms-Spitzenwert-Haltemodus und die Kombinationsanzeige.
7		aktiviert den Frequenztestmodus für Stromstärken- oder Spannungsmessungen. Drücken Sie , um zwischen den Funktionen Frequenz (Hz), Arbeitszyklus (%) und Impulsbreite (ms) zu wechseln. Bei Arbeitszyklus- (%) und Impulsbreitetests (ms) drücken Sie , um zwischen positivem und negativem Impuls umzuschalten.	aktiviert den Protokollmodus. Bei der manuellen Datenprotokollierung drücken Sie , um Daten manuell im Speicher zu protokollieren. Bei der automatischen Datenprotokollierung werden Daten automatisch protokolliert ⁽¹⁾ . Halten Sie länger als 1 Sekunde gedrückt, um den Modus der automatischen Datenprotokollierung zu beenden.

Bild 2.2 Funktion der Tasten des Multimeters - Auszug aus dem Manual.

Nachfolgend die Grundmessarten:

Durchführen von Spannungsmessungen



Messen der AC-Spannung

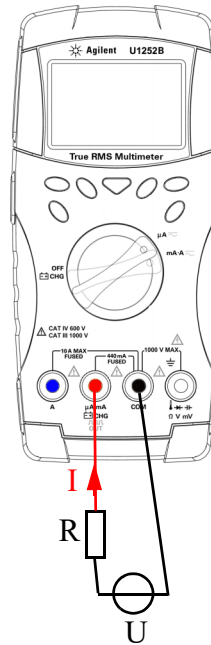
- 1 Richten Sie den Drehregler auf $\sim V$ ein. Für die Modi $\sim V$ und $\sim mV$ drücken Sie auf **Shift**, um sicherzustellen, dass die Anzeige $\sim$ zeigt.
- 2 Verbinden Sie die roten und schwarzen Messleitungen entsprechend mit den Eingangsanschlüssen **V. mV (rot)** und **COM (schwarz)**.
- 3 Testen Sie die Testpunkte und lesen Sie die Anzeige.
- 4 Drücken Sie auf **Dual**, um Doppelmessungen anzuzeigen. Die Parameter können wechselseitig angezeigt werden.

Messen der DC-Spannung

- 1 Stellen Sie den Drehregler auf $\sim V$ oder $\sim mV$. Vergewissern Sie sich, dass $\sim$ angezeigt wird.
- 2 Verbinden Sie die roten und schwarzen Messleitungen entsprechend mit den Eingangsanschlüssen **V. mV (rot)** und **COM (schwarz)**.
- 3 Testen Sie die Testpunkte und lesen Sie die Anzeige.
- 4 Drücken Sie auf **Dual**, um Doppelmessungen anzuzeigen. Die Parameter können wechselseitig angezeigt werden.

$$R_m = 10M\Omega$$

Durchführen einer Stromstärkenmessung



Messen der AC-Stromstärke

- 1 Stellen Sie den Drehregler auf $\mu A \sim$ oder $mA \sim$. Drücken Sie auf **Shift**, um sich zu vergewissern, dass $\sim$ angezeigt wird.
- 2 Verbinden Sie die roten und schwarzen Messleitungen entsprechend mit den Eingangsanschlüssen **$\mu A.mA$ (rot)** und **COM (schwarz)** bzw. **A (blau)** und **COM (schwarz)**.
- 3 Messen Sie die Testpunkte hintereinander innerhalb des Schaltkreises und lesen Sie die Anzeige.

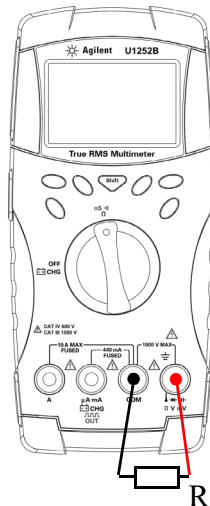
Messen der DC-Stromstärke

- 1 Stellen Sie den Drehregler auf $\mu A \sim$ oder $mA \sim$. Vergewissern Sie sich, dass $\sim$ angezeigt wird.
- 2 Verbinden Sie die roten und schwarzen Messleitungen entsprechend mit den Eingangsanschlüssen **$\mu A.mA$ (rot)** und **COM (schwarz)** bzw. **A (blau)** und **COM (schwarz)**.
- 3 Messen Sie die Testpunkte hintereinander innerhalb des Schaltkreises und lesen Sie die Anzeige.

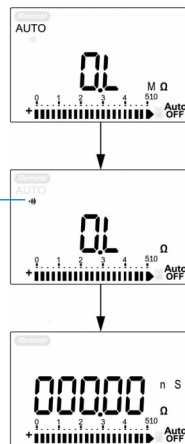
VORSICHT

- Wenn die Stromstärke ≤ 440 mA ist, verbinden Sie die roten und schwarzen Messleitungen mit den Eingangsanschlüssen **$\mu A.mA$ (rot)** und **COM (schwarz)**.
- Wenn die Stromstärke > 440 mA ist, verbinden Sie die roten und schwarzen Testleitungen mit den Eingangsanschlüssen **A (rot)** und **COM (schwarz)**.

Durchführen von Messwiderstands-, Leitfähigkeits- und Durchgangsmessungen

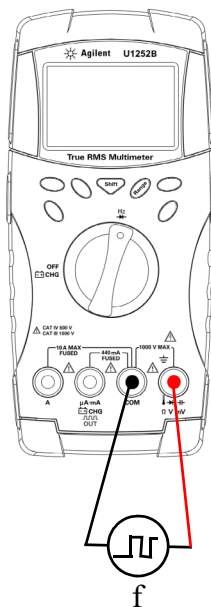


Akustischer Durchgangstest



- 1 Richten Sie den Drehregler auf $nS \sim$ ein.
- 2 Verbinden Sie die roten und schwarzen Messleitungen entsprechend mit den Eingangsanschlüssen **Ω (rot)** und **COM (schwarz)**.
- 3 Testen Sie die Testpunkte (durch Parallelschalten des Widerstands), und lesen Sie die Anzeige.
- 4 Drücken Sie **Shift**, um wie dargestellt durch akustischen Durchgangstest, Leitfähigkeit und Widerstandstest zu wechseln.

Frequenz- und Frequenzzählmessungen



Frequenzmessung

Bei AC/DC-Spannungs- oder AC/DC-Stromstärkemessungen können Sie jederzeit durch Drücken auf **Hz** die Signalfrequenz messen.

Frequenzzählmessung

- 1 Stellen Sie den Drehregler auf **Hz** ein.
- 2 Drücken Sie auf **Shift**, um die Frequenzzählerfunktion (Hz) auszuwählen. "1—" auf der Sekundäranzeige bedeutet, dass die Eingabesignalfrequenz durch 1 dividiert wird. Dies ist für einen höheren Frequenzbereich von bis zu 985 kHz geeignet.
- 3 Verbinden Sie die roten und schwarzen Messleitungen entsprechend mit den Eingangsanschlüssen **V (rot)** und **COM (schwarz)**.
- 4 Testen Sie die Testpunkte und lesen Sie die Anzeige.
- 5 Wenn die Messwerte instabil oder gleich null sind, drücken Sie **Range**, um eine Division der Eingangssignalfrequenz durch 100 auszuwählen. Dies ist für den höheren Frequenzbereich von bis zu 20 MHz geeignet.
- 6 Das Signal liegt außerhalb des Bereichs, wenn die Messwerte nach Schritt 5 immer noch instabil sind.

$$R_m \approx 50k\Omega$$

Bild 2.3 Grundmessarten mit dem Multimeter - Auszug aus dem Manual

2.1 Verfälschung des Messergebnisses durch das Messgerät

Zur Messung einer Spannung oder eines Stromes innerhalb einer Schaltung ist immer ein Eingriff in die Schaltung notwendig. Damit wird die Messgröße unweigerlich verfälscht. Anhand folgendes Beispiels soll dies verdeutlicht werden:

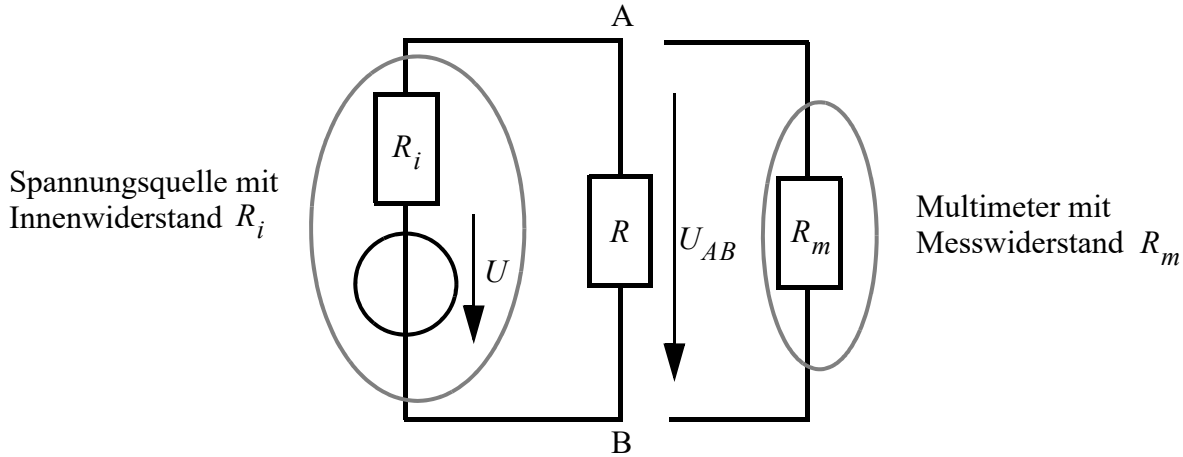


Bild 2.4 Einfluss des Messgerätes bei der Spannungsmessung

Bild 2.4 zeigt einen Verbraucher R , der von einer Spannungsquelle U mit dem Innenwiderstand R_i gespeist wird. Gesucht ist die Spannung U_{AB} über dem Verbraucher. Aus der Spannungsteilergleichung erhält man U_{AB} zu:

$$U_{AB} = \frac{R}{R + R_i} U \quad \text{Gl. (2.1)}$$

Wird nun das Messgerät an die Messklemmen A und B angeschlossen, beeinflusst der Messwiderstand R_m das Ergebnis:

$$U_{AB} = \frac{R \parallel R_m}{(R \parallel R_m) + R_i} U = \frac{R \cdot R_m}{(R \cdot R_m) + R_i(R + R_m)} U \quad \text{Gl. (2.2)}$$

Beispiel:

$R_i = R = 1000\Omega$. Ohne Messgerät wird die Quellspannung U halbiert:

$$U_{AB} = \frac{U}{2} \quad \text{Gl. (2.3)}$$

Mit Messgerät erhält man:

$$U_{AB_{mess}} = U \frac{1}{2 + \frac{R}{R_m}} = \frac{U}{2} \bigg|_{R_m \rightarrow \infty} \quad \text{Gl. (2.4)}$$

Aus Gl. (2.4) erkennt man, dass der Innenwiderstand R_m des Messgerätes möglichst groß sein muss, damit das Messergebnis nicht verfälscht wird.

2.1 Verfälschung des Messergebnisses durch das Messgerät

Der Einfluss des Messwiderstandes lässt sich am besten zeigen, in dem man R_m als Vielfaches von R ausdrückt:

$$R_m = \alpha R \quad \text{Gl. (2.5)}$$

Setzt man nun Gl. (2.5) in Gl. (2.4) ein, so erhält man:

$$U_{AB_{mess}} = U \frac{1}{2 + 1/\alpha} \quad \text{Gl. (2.6)}$$

Den relativen Messfehler in % erhält man zu:

$$\Delta U(\alpha) = 100\% \cdot \frac{U_{AB_{mess}} - U_{AB}}{U_{AB}} = \frac{U \frac{1}{2 + 1/\alpha} - \frac{U}{2}}{U/2} \cdot 100\% \quad \text{Gl. (2.7)}$$

$$\Delta U(\alpha) = \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{2\alpha}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad \text{Gl. (2.8)}$$

Bild 2.5 zeigt den Verlauf von Gl. (2.8). Soll der Fehler durch das Messgerät weniger als 0.5% des

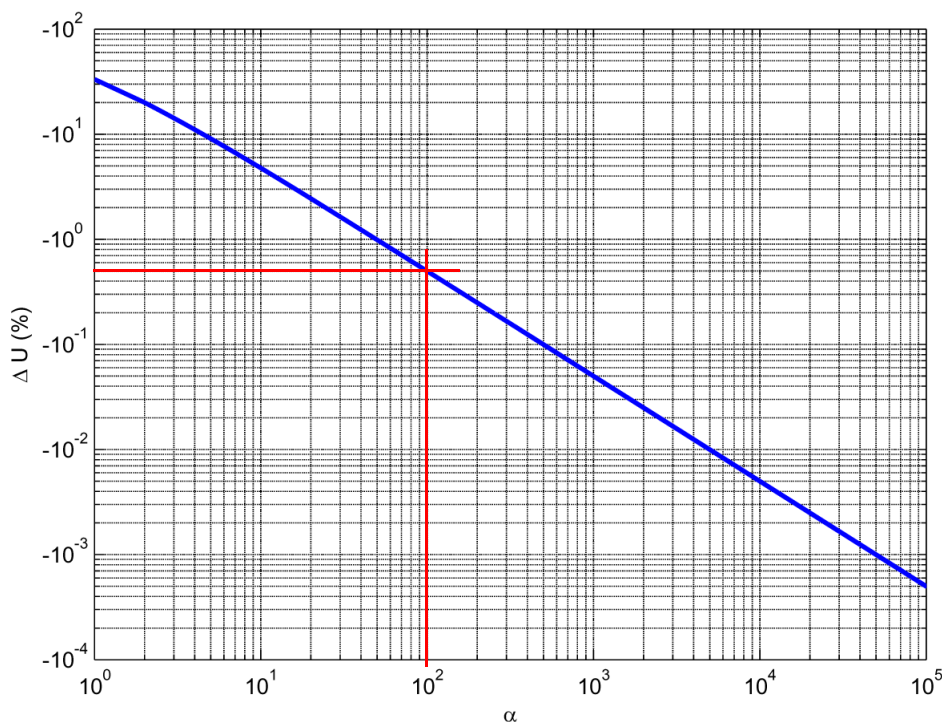


Bild 2.5 relativer Fehler der Spannungsmessung in Abhängigkeit von α

wahren Wertes betragen, so muss der Messwiderstand R_m in diesem Beispiel um Faktor 100 größer sein als R und damit mehr als 100k Ω betragen. **Der angezeigte Messwert ist immer etwas zu niedrig (negatives Vorzeichen von ΔU)!**

Das hier verwendete Multimeter Agilent U1252B besitzt folgende Innenwiderstände:

- Spannungsmessung: 10M Ω
- Frequenzzähler: ~50k Ω



3 Oszilloskop-Programm "Scope"

3.1 Die Messkarte

Zur rechnergestützten Messwerterfassung steht Ihnen ein PC mit Multifunktions-Messkarte zur Verfügung. Die Ansteuerung erfolgt unter Windows 7. Das Blockdiagramm der Messkarte ist in Bild 3.1 dargestellt. Die Messkarte ist in der Lage bis zu 16 Analoge Spannungen zu erfassen. Weiterhin besitzt sie 2 Analog Ausgänge zur Generierung von Spannungsverläufen, sowie 8 Digital Ein-/Ausgänge und einen 16 Bit Zähler.

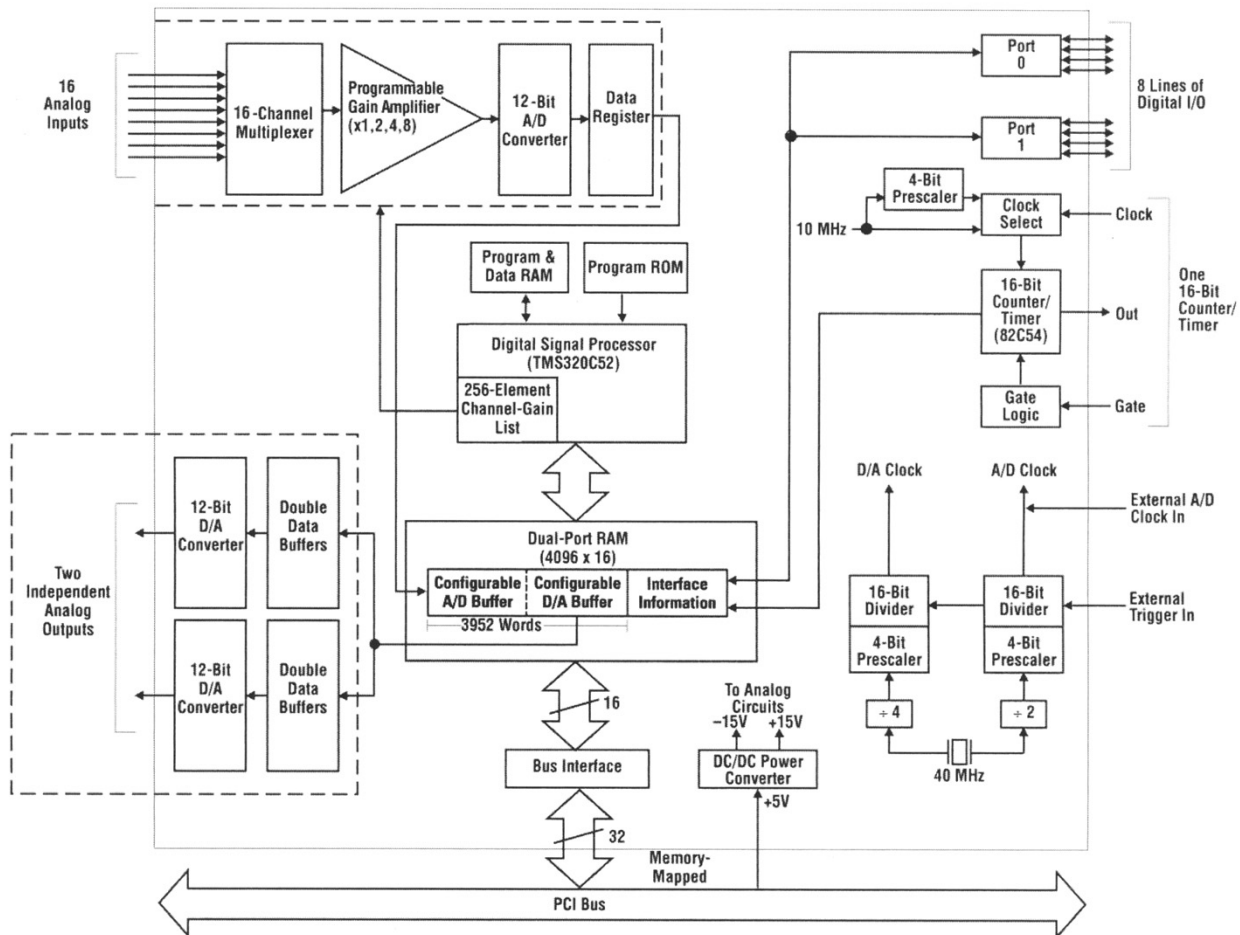


Bild 3.1 DT3001 Blockdiagramm der Messkarte

Die Verarbeitung der 16 analogen Spannungen erfolgt quasiparallel. Quasiparallel bedeutet, dass die 16 Spannungen im Zeitmultiplexverfahren nacheinander an den 12-Bit Analog-Digital-Wandler geführt werden. Die maximale Wandel-Frequenz des A/D-Wandlers beträgt 333 kHz. Wird nur ein Signal erfasst, so kann dies mit der maximalen Abtastrate von 333 kHz erfolgen. Bei 2 Signalen halbiert sich die Abtastrate zu 166.5 kHz. Werden alle 16 Kanäle verwendet so steht pro Kanal nur noch eine Abtastrate von 20.8 kHz zur Verfügung. Zwischen Multiplexer und AD-Wandler befindet sich noch ein programmierbarer Vorverstärker, der das Eingangssignal um den Faktor 1, 2, 4, oder 8 verstärken kann, äquivalent zum Vorverstärker des analogen Oszilloskops. Kernstück der Messkarte ist ein Digitaler-Signal-Prozessor (DSP). Er steuert die externen Komponenten (Vorverstärker, Multiplexer, A/D-Wandler, etc.) und stellt über ein Dual-Port-Ram die Kommunikation zum PCI-Bus des PC sicher. Im Praktikum ist die Karte für den 2 Kanal Betrieb konfiguriert. Das bedeutet, es stehen

166.5 kHz Abtastrate pro Kanal zur Verfügung.

Die wichtigsten technischen Daten sind in nachfolgender Tabelle zusammengefasst.

Analog Inputs			
		DT3001/ DT3001-PGL	Unit
General			
Resolution	Min	12	Bits
Throughput			
One Channel	Min	330*	kS/s
Channel Scan		300	kS/s
Channel Scan to Rated Accuracy		250	kS/s
Inputs			
Number of Channels			
Single-Ended		16	
Differential		8	
Input Ranges (Bipolar)		±1.25,2.5,5,10/ ±0.02,0.1,1,10	V
Input Gain		1,2,4,8/ 1,10,100,500	
Input Impedance			
On Channel	Typ	100/400**	MΩ/pF
Off Channel	Typ	100/10**	MΩ/pF
Input Bias Current	Max	±20	nA
Maximum Input Voltage	Max	±35	V
ESD Protection (Mil 38510 class 2)	Max	1500	V
Common Mode Rejection Ratio (@60Hz, 1kΩ balanced)	Min	74	dB
Common Mode Input Range	Max	±10.5	V
DC Accuracy			
System Error (Gain=1)	Max	0.03	% FSR
Integral Nonlinearity	Max	±0.03	%FSR
Differential Nonlinearity	Max	±0.75	LSB
System Noise	Typ	0.3	LSB rms
Amplifier Input Noise (multiplied by gain)	Typ	20	μV rms (voltage)
Typ	20	20	pA rms (current)
Channel-to-Channel Offset	Typ	±80	μV
AC Accuracy			
Signal/Noise Ratio (@1kS/s Input, Gain=1)	Typ	70	dB
Effective Number of Bits††	Typ	11.5	bits
Total Harmonic Distortion (@1kS/s Input, 100kS/s Sampling Rate)	Typ	-74	dB
Channel Crosstalk (@ 1kS/s)	Typ	-80	dB
Dynamic Performance			
Channel Acquisition Time	Typ	3	μs
A/D Conversion Time	Typ	3	μs
Temperature Characteristics			
Zero Drift	Typ	±20 (±10 x Gain)	μV/°C
Gain Drift	Typ	±30	ppm of FSR/°C

* Exceeding these throughputs may result in inaccurate dynamic measurements.

** In addition to the value given, inputs also have a 1kΩ series resistance to minimize the effects of capacitive loading.

† The input capacitive loading is isolated with a 330Ω resistor.

†† This is calculated as follows: ENOB = (s/n ratio - 1.73)/6.02.

††† No missing codes to 15 bits.

Analog Outputs			
General			
Resolution		12	Bits
Throughput	Max	200/DAC	kS/s
Outputs			
Number of DACs		2	
Output Range		±10	V
Current Output	Max	±5	mA
Output Impedance	Max	0.1	Ω
Capacitive Drive Capability	Typ	0.004	μF, no oscillations
Protection		Short Circuit to Analog Common	
Power On Voltage	Max	±10	mV
Accuracy			
Integral Nonlinearity	Max	±0.03	%FSR
Differential Nonlinearity	Typ	±0.75	LSB
Monotonicity Guaranteed			
Gain Error		Adjustable to 0	
Zero Error		Adjustable to 0	
Dynamic Performance			
Settling Time (to 0.01% FSR)			
20V Step	Max	5	μs
100mV Step	Max	2.5	μs
Slew Rate	Typ	10	V/μs

Die Messkarte ist über ein Flachbandkabel mit einer **Signalanschlussbox** (s. Bild 3.2) verbunden, an der Sie mittels BNC-Kabeln die zu messenden Spannungen einspeisen können. Verwenden Sie die Eingänge **CH0** und **CH1** und **CH2**.

3. Kapitel: Oszilloskop-Programm “Scope”



Bild 3.2 Vorderseite der Signalanschlussbox

3.2 Das Messprogramm “SCOPE”

3.2.1 Anmeldung und Programmstart

Um mit dem Oszilloskop-Programm “SCOPE” arbeiten zu können müssen Sie sich am Rechner anmelden. Verwenden Sie hierzu den Benutzernamen **scope** und das Kennwort **scope**. Melden Sie sich an **ETGP** an:



Nach dem Anmelden startet das Programm “SCOPE” automatisch und Sie sehen das Hauptmenü (s. Bild 3.3 auf Seite 11). Der Menüpunkt **Scope** schaltet in den Oszilloskopmodus, den Sie hauptsächlich verwenden werden. Im Untermenü **Configure** (s. Bild 3.4 auf Seite 11) können Sie die Anzahl der aktiven Kanäle (**Acquire Yes**) sowie die Vorverstärkung (**Gain 1,2,4,8**) des programmierbaren Verstärkers einstellen.

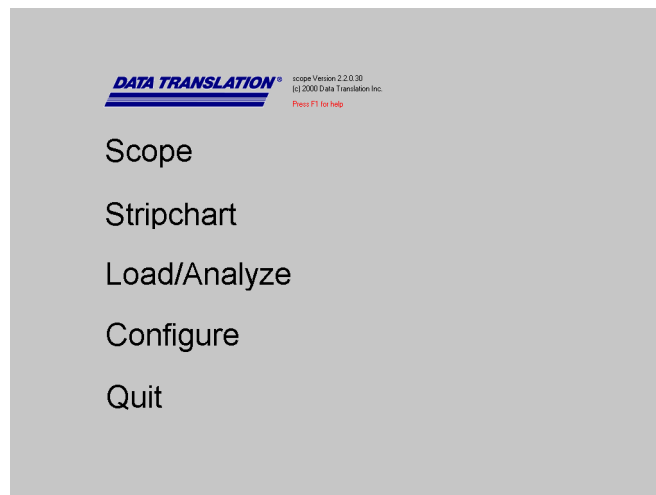


Bild 3.3 Hauptmenü

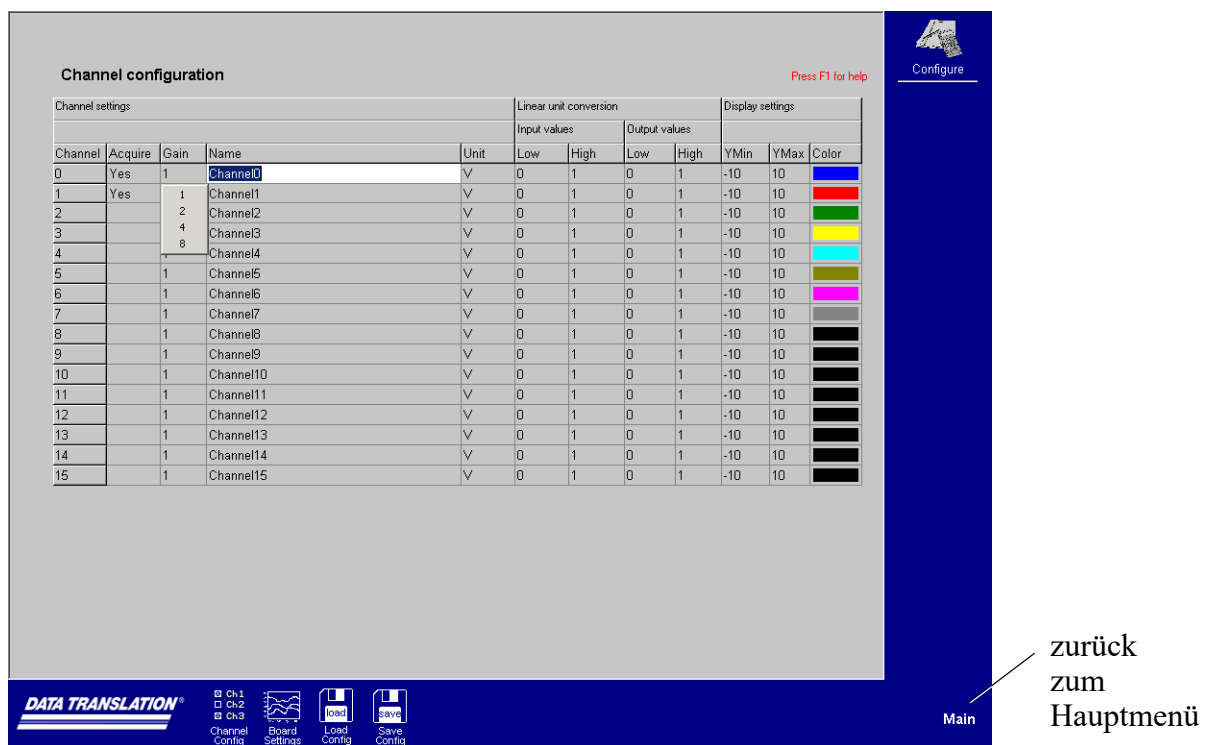


Bild 3.4 Das Untermenü **Configure**

Ein Bildschirmabbild des **Scope** Betriebs ist in Bild 3.5 auf Seite 12 dargestellt. Der Schirm ist in 3 Bereiche aufgeteilt, wobei der größte Bereich der Darstellung der Messkurven dient. Rechts neben den Messkurven befinden sich diverse Einstellknöpfe, die abhängig vom gewählten Funktionsmenü variieren. Unterhalb der Messkurven befinden sich die unterschiedlichen Funktionsmenüs. Diese sind:

- Display Mode
- Channel Display
- Trigger Sampling

3. Kapitel: Oszilloskop-Programm "Scope"

- Cursor Display
- Unzoom View
- Save Data
- Save Screen
- Print Screen

3.2.2 Display Mode

Es besteht die Möglichkeit alle Messkurven in einem Koordinatensystem darzustellen, oder in zwei getrennten. Der Display Mode wechselt zwischen diesen Darstellungen.

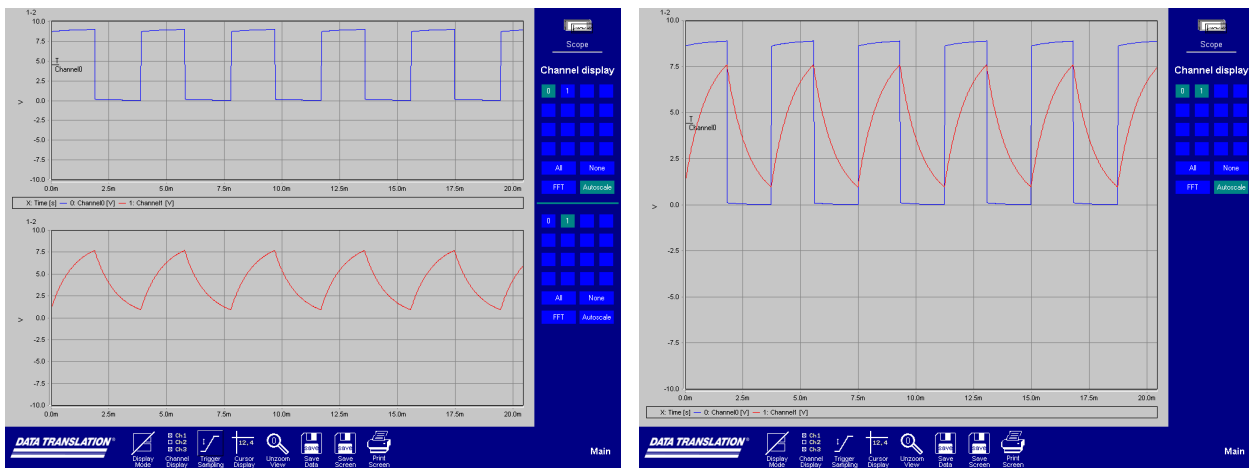
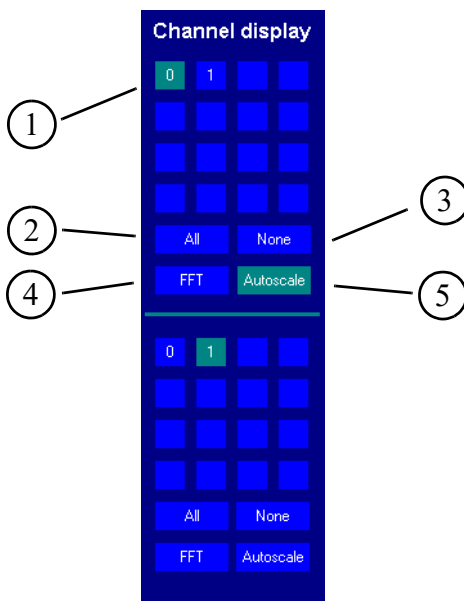


Bild 3.5 Scope Betrieb in verschiedenen Displaymodi

3.2.3 Channel Display



1. Auswahl welche Kanäle im Koordinatensystem dargestellt werden
2. Alle Kanäle darstellen
3. Kein Kanal darstellen
4. Darstellung des Spektrums durch Berechnung der Fast-Fourier-Transformation (**FFT**)
5. Automatische Skalierung der y-Achse

Achtung: Nur wenn der Autoscale-Modus deaktiviert ist können Sie mit der Maus in die Messkurve hineinzoomen, indem sie einen entsprechenden Ausschnitt auswählen (s. Bild 3.6 auf Seite 13)

3.2.4 Unzoom View

Wenn Sie einen Bereich der Messkurve vergrößert haben, bekommen Sie mit der Funktion **Unzoom View** wieder die gesamte Kurve dargestellt.

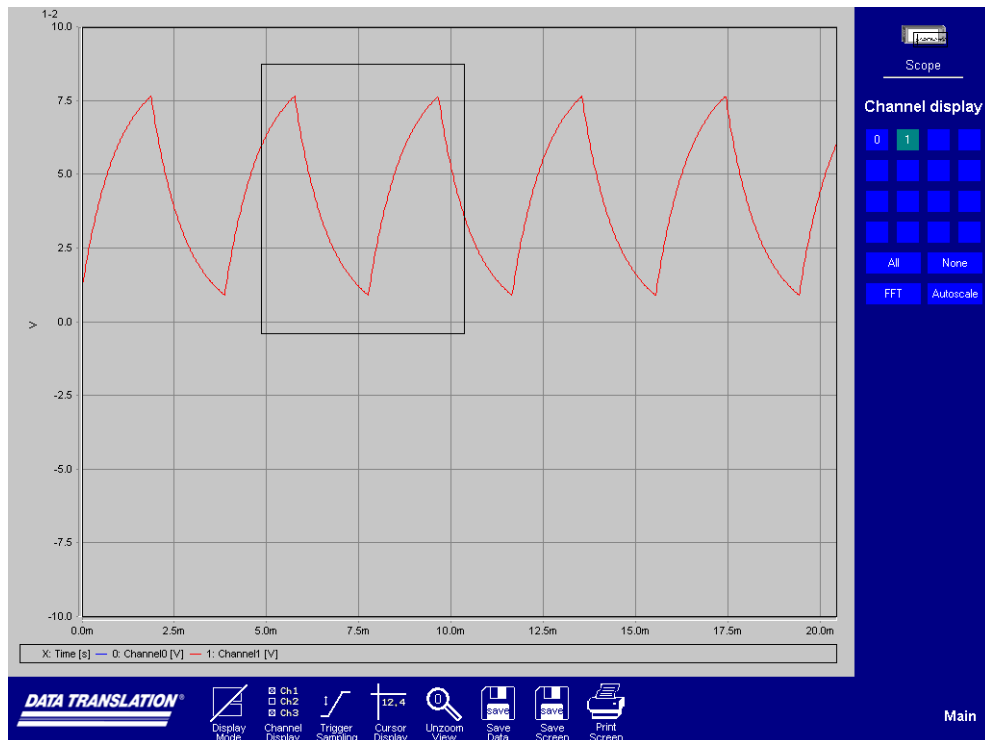
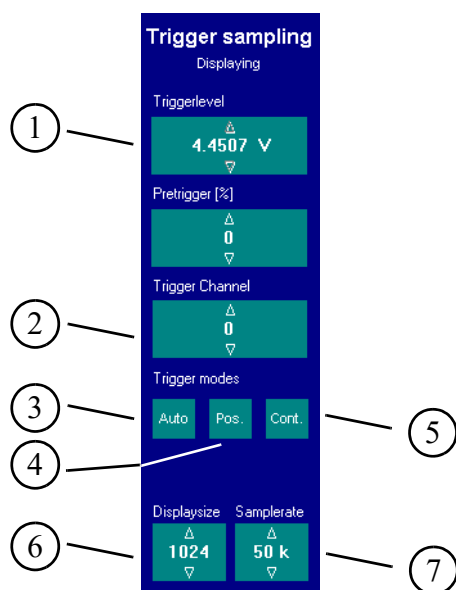


Bild 3.6 Zoom Funktion

3.2.5 Trigger Sampling

Das Trigger Sampling Menü dient zur Einstellung der Triggerung der Messkarte. Die Triggerung legt die Bedingungen fest bei denen die A/D-Wandlung starten soll.



- 1.Triggerschwelle *)
- 2.Auswahl der Triggerquelle *)
- 3.Automatische oder Manuelle Triggerung *)
- 4.Triggerflanke (positiv, negativ) *)
- 5.Kontinuierliche Triggerung oder einmalige Triggerung zur Erfassung eines speziellen Ereignisses.
- 6.Anzahl der Abtastwerte, die im Koordinatensystem dargestellt werden.
- 7.Abtastrate

*) vergleiche analoges Oszilloskop

3. Kapitel: Oszilloskop-Programm "Scope"

Hinweis: 6. und 7. erfüllen die Funktion der Zeitbasis des analogen Oszilloskopes.

3.2.6 Cursor Display

3.2.6.1 SCOPE-Modus

Wenn Sie das Cursor Display aktiviert haben, haben Sie die Möglichkeit einzelne Messwerte oder Differenzen von Messwerten zu bestimmen. Sie können sowohl Zeitwerte (x-Achse) als auch Spannungswerte (y-Achse) messen. Die Cursor können Sie mit der Maus verschieben.

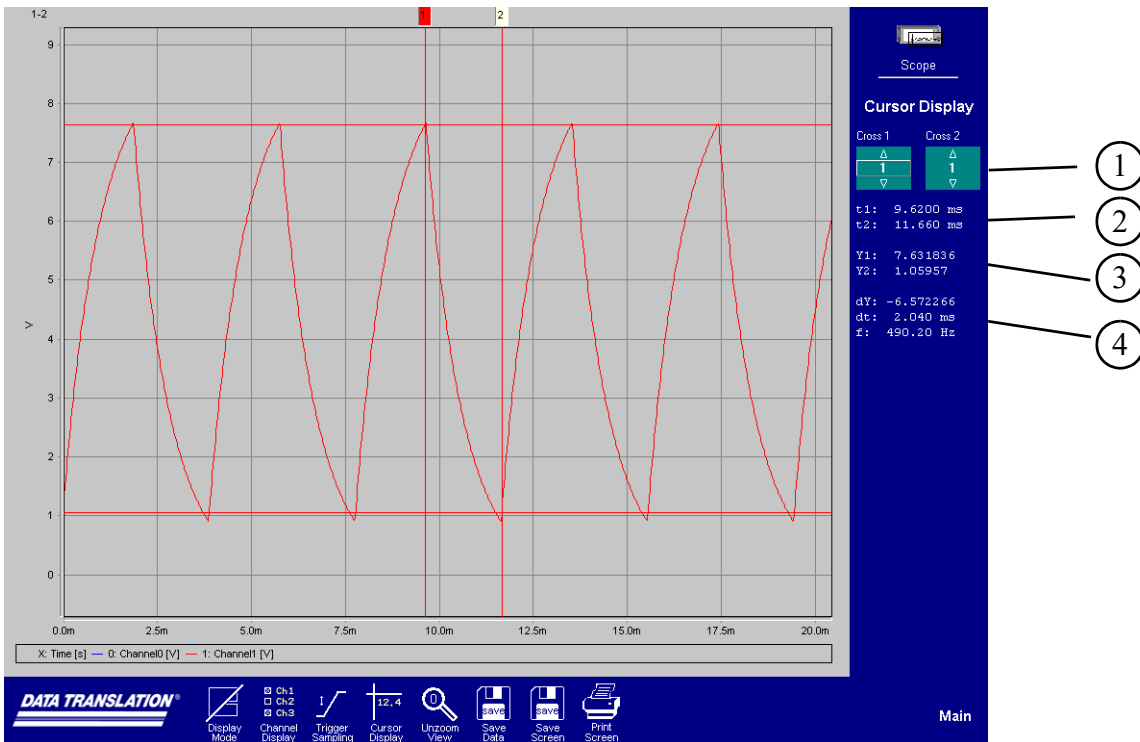


Bild 3.7 Cursor Display

1. Auswahl auf welchen Kanal der Cursor wirkt
2. x-Position (Zeit) Cursor 1 (t1) und Cursor 2 (t2)
3. y-Position (Spannung) Cursor 1 (y1) und Cursor 2 (y2)
4. Differenzen: $dY = y2 - y1$, $dt = t2 - t1$
Frequenz: $f = 1/dt$

3.2.6.2 Mixed- / FFT-Modus

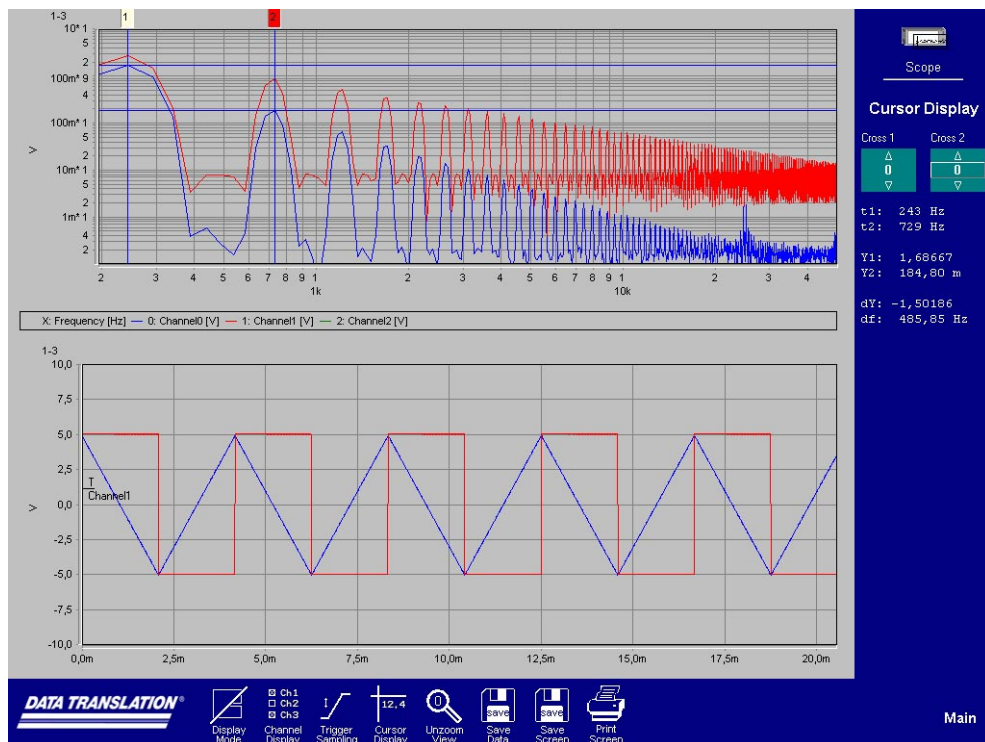
Werden im Display Mode zwei Diagramme dargestellt, wie dies in Bild 3.8 zu sehen ist, so ist die Cursorfunktion nur im oberen Diagramm verfügbar. Werden im FFT-Modus mit der Cursorfunktion Amplituden ermittelt, so ist zu berücksichtigen, dass die gemessenen Amplituden mit dem Faktor

$\frac{1}{\sqrt{2\pi}}$ skaliert sind!

$$\hat{u}_{\text{wahr}} = \sqrt{2\pi} \cdot \hat{u}_{\text{mess}} \quad \text{Gl. (3.1)}$$

Beispiel aus Bild 3.8:

Marker 1 steht bei der Frequenz $t1 = 243\text{ Hz}$ die Amplitude $\hat{u}_{\text{wahr}}$ lässt sich aus dem Spektrum bestimmen zu $\hat{u}_{\text{wahr}} = Y1 \cdot \sqrt{2\pi} = 1.68\text{ V} \cdot \sqrt{2\pi} = 4.21\text{ V}$.

**Bild 3.8** Cursor Display im dual Displaymode**3.2.7 Print Screen**

Dient zum Erstellen eines Bildschirmausdruckes.

3.2.8 Programm beenden und Abmelden

Wechseln sie zurück zum Hauptmenü und beenden Sie das Programm mit Quit.

Melden Sie sich vom System ab, indem Sie auf die Start-Leiste gehen und dort Abmelden wählen (s. Bild 3.9 auf Seite 16). Zur Auswahl kommen Sie, in dem Sie rechts neben dem Wortlaut "Herunterfahren" auf das Dreieck klicken.

Fahren Sie den Rechner **nicht** herunter oder in den Energiespar-Modus!

3. Kapitel: Oszilloskop-Programm “Scope”

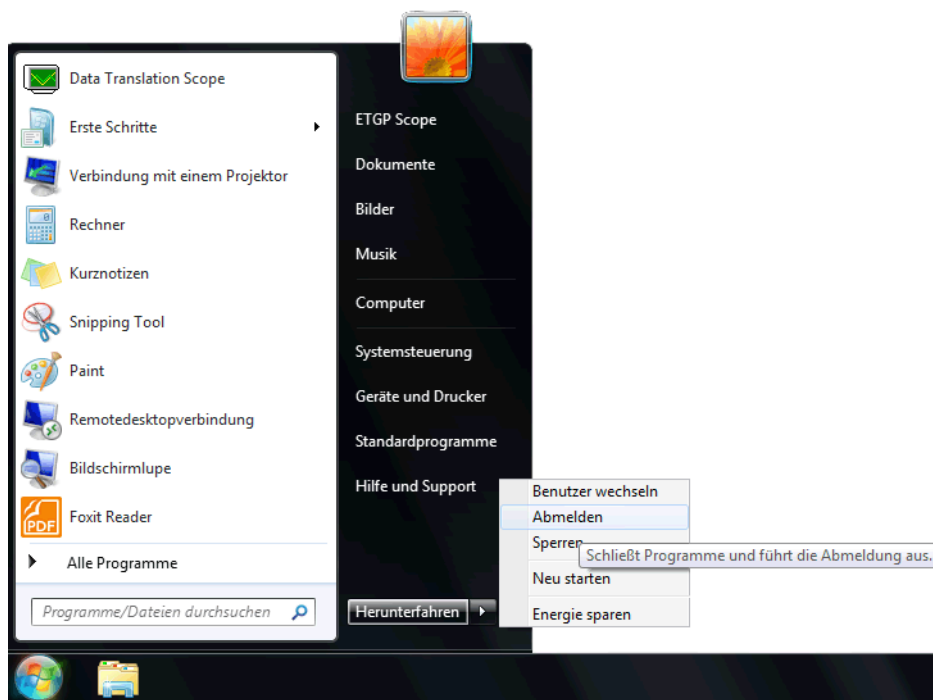


Bild 3.9 SCOPE abmelden am System

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Oszilloskopmesstechnik

- Messungen am RC-Glied**
- Messungen am RL-Glied**

von

Dr.-Ing. Armin Teltschik

Inhaltsverzeichnis

1	Lernziele	3
2	Literatur	3
3	Geräte	3
4	Allgemeine Grundlagen	4
4.1	Elektronenstrahloszilloskop.....	4
4.1.1	Elektronenstrahlröhre	5
4.1.2	Verstärker.....	5
4.1.3	AC-/ DC-Betrieb	6
4.1.4	Zeitablenkung.....	6
4.1.5	Triggereinrichtung	6
4.1.6	Mehrkanalbetrieb.....	7
4.1.7	xy-Betrieb	8
4.1.8	Die wichtigsten Bedienelemente des Hameg HM1500-2	8
4.1.9	Allgemeine Hinweise zur Benutzung des Oszilloskops.....	11
4.1.10	Messwerte und Messunsicherheiten	12
4.1.10.1	Spannungsmessung	12
4.1.10.2	Messung der Frequenz und Periodendauer	13
4.1.10.3	Messung der Anstiegs- / Abfallzeit	14
4.2	Das RC-Glied.....	15
4.2.1	Zeitbereichsanalyse von Ein-/Ausschaltvorgängen des RC-Gliedes	16
4.2.2	Frequenz- und Phasengang des RC-Gliedes.....	17
4.2.3	Verhalten des RC-Gliedes an einer Rechteckspannungsquelle	20
4.3	Das RL-Glied.....	21
4.3.1	Zeitbereichsanalyse von Ein-/Ausschaltvorgängen des RL-Gliedes.....	21
4.3.2	Frequenzgang und Phasengang des RL-Gliedes	24
4.3.3	Verhalten des RL-Gliedes an einer Rechteckspannungsquelle	26
5	Versuchsdurchführung	27
5.1	Aufgabe 1: Frequenzmessung.....	27
5.2	Aufgabe 2: Messung am RC-Glied im 2 Kanal-Betrieb.....	28
5.3	Aufgabe 3: Messung der Anstiegszeit t_r mit dem Oszilloskop.....	30
5.4	Aufgabe 4: Bestimmung der Kapazität C des RC-Gliedes.....	30
5.5	Aufgabe 5: Bestimmung der Induktivität L des RL-Gliedes aus der Abfallzeit t_f sowie Messung des Gleichspannungsoffsets	32
	ETGP - Versuchsfeedback	35

5 Versuchsdurchführung

Für die Versuchsdurchführung steht Ihnen eine Signalbox (s. Bild 5.1) zur Verfügung, die einen Rechteckspannungsgenerator (4) sowie ein RC-Glied (5) und ein RL-Glied (6) beinhaltet.

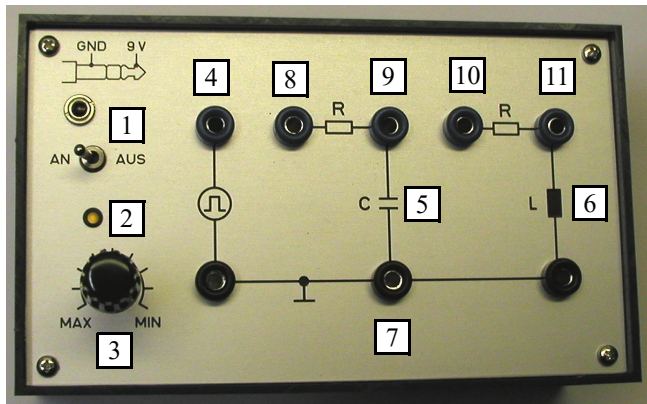


Bild 5.1 Signalbox

Am Regler (3) können Sie die Rechteckfrequenz einstellen, nachdem Sie den Generator mit dem Schalter (1) eingeschaltet haben. Ist der Generator eingeschaltet, so leuchtet die Leuchtdiode (2).

5.1 Aufgabe 1: Frequenzmessung

In dieser Aufgabe werden Sie eine Frequenzbestimmung auf vier unterschiedliche Arten durchführen, damit Sie ein Gefühl für die Genauigkeit der einzelnen Messverfahren bekommen. Tragen Sie Ihre Messergebnisse in Tabelle 5.1 auf Seite 28 mit einer Genauigkeitsangabe in folgender Form ein:

$$433\text{Hz} \pm x\text{Hz} \text{ oder } 123\text{ms} \pm y\text{ms} \text{ bzw. } 123\mu\text{s} \pm y\mu\text{s} \quad \text{Gl. (5.1)}$$

Wählen Sie Ihre Genauigkeitsangabe x und y so, dass Sie garantieren können, dass der wahre Messwert innerhalb des Bereichs liegt, der Bereich aber so klein wie möglich ist.

Variieren Sie den Eingangsverstärkungsfaktor und die Zeitbasiseinstellung und beobachten Sie den Einfluss auf die Oszillogramme und die Ablesegenauigkeit.

Vergewissern Sie sich zuerst, dass sowohl die Zeitbasis (Menü **HOR VAR**) als auch die Eingangsverstärker (Menü **CH1 VAR**, **CH2 VAR**) des Oszilloskops im **Variable off** Modus sind, da sonst die Ablesung am Schirm fehlerhaft ist.



1. Frequenzbestimmung durch Ablesen der Periodendauer am Oszilloskop

Verbinden Sie Kanal 1 Ihres Oszilloskops mit dem Rechteckgenerator (4) und der Masseleitung (7). Bestimmen Sie die **minimale Periodendauer** T_{min} und die **maximale Periodendauer** T_{max} der Rechteckspannung, die Sie mit dem Regler (3) einstellen können und berechnen Sie die zugehörigen Frequenzen f_{min} und f_{max} einschließlich ihrer Toleranzen. **Beachten Sie:** Je besser das Signal die Schirmfläche ausfüllt, um so genauer ist Ihre Ablesung ("Kästchen zählen").

2. Frequenz- und Periodendauerbestimmung mittels "digitalem readout"

Verwenden Sie den selben Aufbau wie in 1. Bestimmen Sie nun die Frequenz und Periodendauer mit der **CURSOR MEASURE** Funktion des Oszilloskops.

5. Kapitel: Versuchsdurchführung

3. Frequenzmessung mit dem Multimeter, **Methode 1**: Frequenzzählermessung

Messen Sie die Frequenz nun mit dem Multimeter (s. Anleitung im Teil B, Abschnitt 2 des Praktikumsskripts) und berechnen Sie die zugehörigen Periodendauern incl. Toleranzen.

4. Wiederholen Sie 3. mit **Methode 2**: Wechselspannungsmessung $\sim$ V, Frequenzanzeige

	T_{max} [ms]	T_{min} [μ s]	f_{min} [Hz]	f_{max} [Hz]
1. Oszilloskop Schirmablesung T, Berechnung $f=1/T$	$\pm$	$\pm$	$\pm$	$\pm$
2. Oszilloskop Cursor Readout	$\pm$	$\pm$	$\pm$	$\pm$
3. Multimeter Methode 1 Frequenzzähler- messung: 	$\pm$	$\pm$	$\pm$	$\pm$
4. Multimeter Methode 2 $\sim$ V und Taste 	$\pm$	$\pm$	$\pm$	$\pm$

Tabelle 5.1 Messgenauigkeit unterschiedlicher Messverfahren

Wie beurteilen Sie die einzelnen Messverfahren hinsichtlich ihrer Genauigkeit? Wie erklären Sie sich die abweichenden Ergebnisse der Multimetermessung **Methode 1**?

Antwort:

5.2 Aufgabe 2: Messung am RC-Glied im 2 Kanal-Betrieb

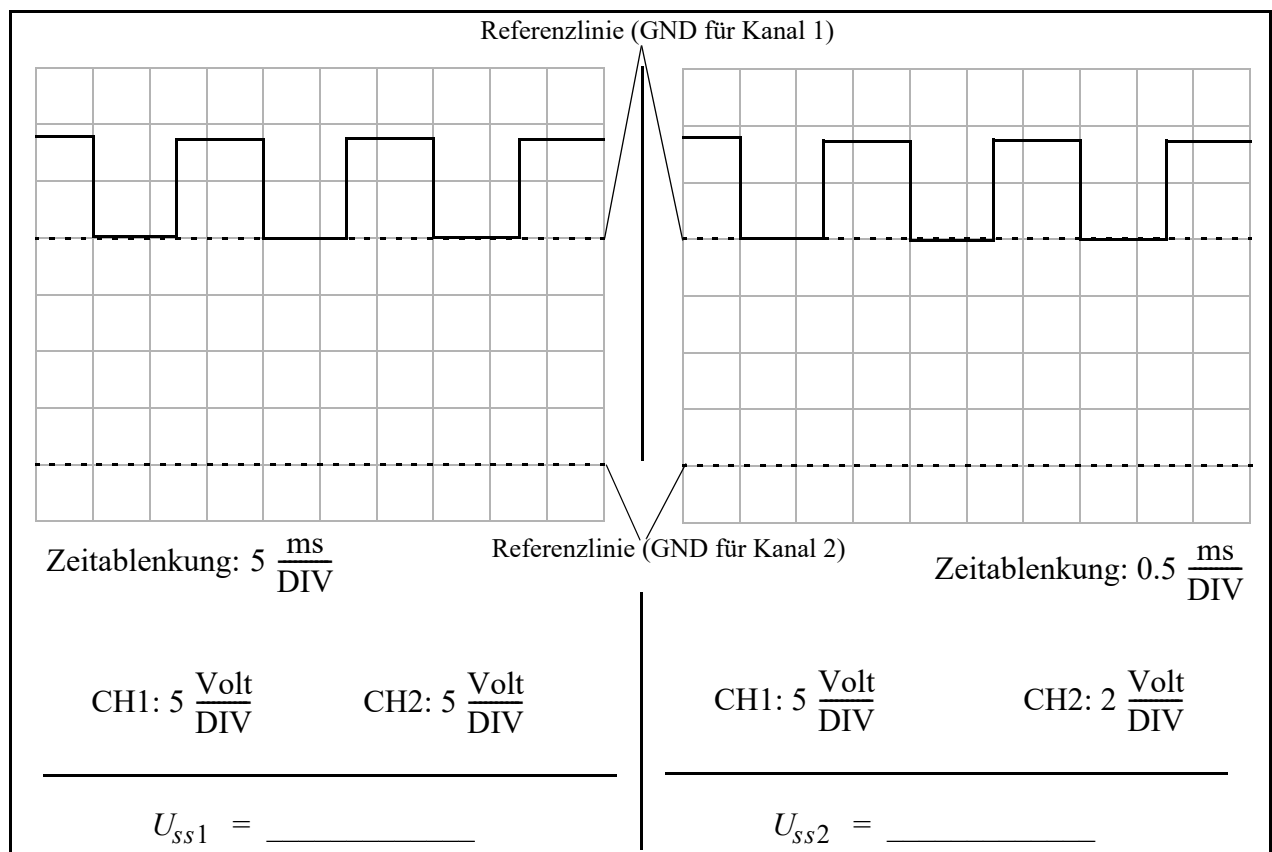
Diese Aufgabe dient dazu, Sie mit den verschiedensten Betriebsmodi des Oszilloskops vertraut zu machen. Verbinden Sie den Ausgang (4) des Rechteckgenerators mit dem Eingang (8) des RC-Gliedes. Oszillografieren Sie die Spannung am Ausgang (4) des Rechteckgenerators auf Kanal 1 und die Spannung über dem Kondensator (9) auf Kanal 2. Beide Kanäle sind im **DC-Modus** (Einstellung über das **CH1 VAR** und **CH2 VAR** Menü) zu verwenden. Variieren Sie den Betriebsmodus (**DUAL alt/chop** im **VERT X/Y** Menü), variieren Sie den Triggermodus (**AUTO/Normal**), Trigger-**LEVEL**, und die Flanke (**SLOPE Rising/Falling/Both** im **FILTER** Menü). Untersuchen Sie das Verhalten des RC-Gliedes für verschiedene Frequenzen und vergleichen Sie die Oszillogramme.

5.2 Aufgabe 2: Messung am RC-Glied im 2 Kanal-Betrieb

Nachfolgend sind 2 Oszillogramme von Kanal 1 mit den zugehörigen Einstellungen für die Zeitbasis und die Eingangsverstärker gegeben. **Stellen Sie Ihr Oszilloskop jeweils ein, wie im Bild gegeben.**

Skizzieren Sie die Kurve, die Sie auf Kanal 2 oszillografieren. Verwenden Sie dabei die Linie **unter der 0% Linie** als Referenz (GND) Linie für Kanal 2. Zum Einstellen der GND-Referenzlinie legen Sie im Kanalmenü (**CH1 VAR**, **CH2 VAR**) den entsprechenden Kanal auf GND (**GND on**). Über den **Position**-Regler können sie den Strahl dann auf die Referenzlinie bewegen. Danach schalten Sie den Kanal wieder im Kanalmenü frei (**GND off**).

Nachdem Sie die Skizzen erstellt haben, bestimmen Sie nun die Spitzen-Spitzenspannung U_{ss} der Signale auf Kanal 2.



Weshalb zeigt ein Signal einen geringeren Spitzen-Spitzenspannungswert als das andere? Schließen Sie aus den beiden Messungen auf ein Intervall, in welchem Sie die Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ vermuten. Sie wissen ja, dass zum Zeitpunkt $t = \tau$ die Kondensatorspannung 63% der Maximalspannung erreicht hat.

Antwort:

Abschätzung: _____ ms < τ < _____ ms

5.3 Aufgabe 3: Messung der Anstiegszeit t_r mit dem Oszilloskop

Verbinden Sie den Ausgang (4) des Rechteckgenerators mit dem Eingang (8) des RC-Gliedes. Messen Sie die Anstiegszeit t_r der Kondensatoraufladung an (9) für die Frequenzen $f_1 \approx 71.43 \text{ Hz}$ und $f_2 \approx 200 \text{ Hz}$.

$f_1 \approx 71.43 \text{ Hz}$	$t_{r1} = \underline{\hspace{2cm}}$
$f_2 \approx 200 \text{ Hz}$	$t_{r2} = \underline{\hspace{2cm}}$

Hinweis: Verwenden Sie die **CURSOR MEASURE** Funktion des Oszilloskops, wie Sie in Abschnitt 4.1.10.3 auf Seite 14 beschrieben wurde.

5.4 Aufgabe 4: Bestimmung der Kapazität C des RC-Gliedes

In Abschnitt 4.1.10.3 auf Seite 14 wurde der Begriff der Anstiegszeit eingeführt. Die Anstiegszeit wurde definiert zu:

$$t_r = t_{90\%} - t_{10\%} \quad \text{Gl. (5.2)}$$

Mit Gl. (4.8) auf Seite 16 und Gl. (5.2) können Sie 2 Gleichungen aufstellen aus denen sich die Bestimmungsgleichung für die Kapazität C ableiten lässt. Zeigen Sie analytisch (s. Seite 31, Kasten "Herleitung"), dass sich die Kapazität des Kondensators eines RC-Gliedes wie folgt berechnen lässt:

$$C = \frac{t_r}{R \cdot \ln 9} \quad \text{Gl. (5.3)}$$

Wie Sie aus Gl. (5.3) entnehmen können benötigen Sie für die Berechnung der Kapazität C den Wert der Widerstandes R. Messen Sie den Widerstand mit dem Multimeter zwischen den Punkten (8) und (9). **Entfernen Sie vor der Messung zuerst alle Kabel von der Signalbox, und schalten Sie diese aus!**



$R = \underline{\hspace{2cm}}$

Berechnen Sie nun für die beiden Anstiegszeiten t_{r1} und t_{r2} , die Sie in Aufgabe 3 gemessen haben, die Kapazität:

$C(t_{r1}) = \underline{\hspace{2cm}}$	$C(t_{r2}) = \underline{\hspace{2cm}}$
--	--

Sie haben zwei unterschiedliche Kapazitätswerte ermittelt. Welches ist die wahre Kapazität? Warum? Bestimmen Sie die Zeitkonstante τ aus der "wahren Kapazität" und vergleichen Sie den Wert mit Ihrer Abschätzung auf Seite 29.

Antwort:

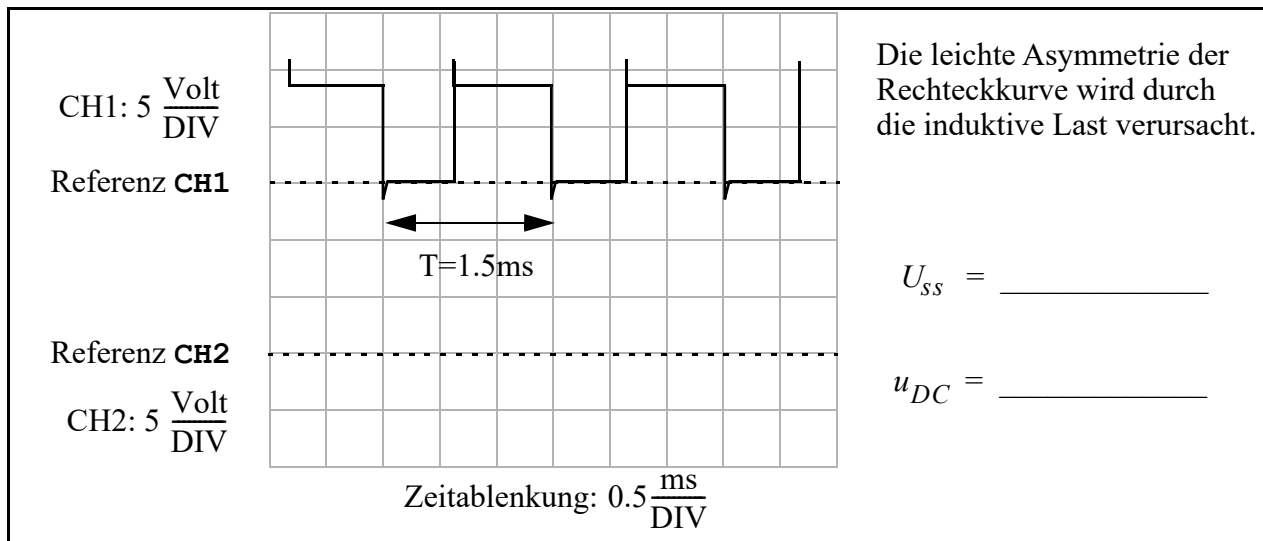
$$\tau = \underline{\hspace{2cm}}$$

Herleitung: $C = \frac{t_r}{R \cdot \ln 9}$

Gegeben: $u_C(t) = u_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \qquad t_r = t_{90\%} - t_{10\%}$

5.5 Aufgabe 5: Bestimmung der Induktivität L des RL-Gliedes aus der Abfallzeit t_f sowie Messung des Gleichspannungsoffsets

Verbinden Sie den Ausgang (4) des Rechteckgenerators mit dem Eingang (10) des RL-Gliedes. Oszillografieren Sie die Spannung am Ausgang (4) des Rechteckgenerators auf Kanal 1 sowie die Spannung über der Induktivität (11) auf Kanal 2 und skizzieren Sie die Spannung über der Induktivität in das vorbereitete Diagramm. Messen Sie die Spitzen-Spitzenspannung U_{ss} der Spannung über der Induktivität, sowie den Gleichspannungsanteil u_{DC} nach Bild 4.18 auf Seite 23. Wählen sie hierzu eine geeignete Verstärkung für eine maximale Messgenauigkeit!



Variieren Sie die Einkopplung **AC/DC** von Kanal 2 und beobachten Sie die Änderung des Oszillogramms.

In Abschnitt 4.1.10.3 auf Seite 14 wurde der Begriff der “fall time” eingeführt. Sie wurde definiert zu:

$$t_f = t_{10\%} - t_{90\%} \quad \text{Gl. (5.4)}$$

Mit dem exponentiell abfallenden Anteil u_{AC} von Gl. (4.24) und mit Gl. (5.4) können Sie 2 Gleichungen aufstellen, aus denen sich die Bestimmungsgleichung für die Induktivität L ableiten lässt. Zeigen Sie analytisch (Seite 33), dass sich die Induktivität eines RL-Gliedes wie folgt berechnen lässt:

$$L = \frac{R + R_L}{\ln 9} \cdot t_f \quad \text{Gl. (5.5)}$$

Wie Sie Gl. (5.5) entnehmen können benötigen Sie für die Berechnung der Induktivität L den Wert der Widerstände R und R_L . Messen Sie beide Widerstände mit dem Multimeter. **Entfernen Sie vor der Widerstandsmessung zuerst alle Kabel von der Signalbox und schalten Sie diese aus.**



$R = \underline{\hspace{2cm}}$	$R_L = \underline{\hspace{2cm}}$
--------------------------------	----------------------------------

5.5 Aufgabe 5: Bestimmung der Induktivität L des RL-Gliedes aus der Abfallzeit t_f sowie Messung

Herleitung: $L = \frac{R + R_L}{\ln 9} \cdot t_f$

Gegeben: $u_{AC}(t) = u_0 \frac{R}{R + R_L} e^{-t \frac{R + R_L}{L}} \quad t_f = t_{10\%} - t_{90\%}$

Verbinden Sie nun den Rechteckgenerator wieder mit dem RL-Glied, wählen Sie eine geeignete Frequenz, messen Sie die fall time und berechnen Sie daraus die Induktivität L.

Hinweis: Triggern Sie auf die steigende Flanke.



$t_f = \underline{\hspace{2cm}} \quad L = \underline{\hspace{2cm}}$

Wenn Sie noch Zeit haben, nutzen Sie diese um sich mit den Geräten (z. B. Funktionsgenerator) für ihren nächsten Versuch vertraut zu machen.



**Schalten Sie alle Geräte aus und entfernen Sie alle Kabel von der Messbox!
Reinigen Sie die Arbeitsfläche ggf. von Radiergummi-Krümel.**

ETGP - Versuchsfeedback

Versuch: Oszilloskopmesstechnik

Datum: _____

1. Was hat Dir an diesem Versuch gefallen?
2. Gibt es Fehler/Unklarheiten im Skript? Wenn ja, welche?
3. Konnten die Betreuer gestellte Fragen klären?
4. Gibt es etwas, das Du bei diesem Versuch ändern würdest?
5. Sonstige Anmerkungen

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Operationsverstärker I

- Grundsaltungen**
- Eigenschaften**

Inhaltsverzeichnis

1	Lernziele	3
2	Literatur	3
3	Geräte	3
4	Theoretische Grundlagen	4
4.1	Einleitung.....	4
4.2	Der Operationsverstärker - ein Differenzverstärker	4
4.3	Eigenschaften integrierter Operationsverstärker	6
4.3.1	Differenzverstärkung	6
4.3.2	Offsetspannung, Gleichtaktunterdrückung.....	7
4.4	Prinzip der Gegenkopplung	9
5	Eigenschaften einfacher OP-Schaltungen	10
5.1	Der nicht-invertierende Spannungsverstärker	10
5.2	Der nicht-invertierende Impedanzwandler	12
5.3	Der invertierende Spannungsverstärker mit Gegenkopplung	12
5.4	Der Schmitt-Trigger – ein Schwellwertschalter mit Hysterese	14
6	Versuchsdurchführung	17
6.1	Aufgabe 1: Ermittlung der Kenndaten des OP	18
6.2	Aufgabe 2: Der Operationsverstärker als Inverter.....	18
6.2.1	Aufgabe 2a: Frequenzgang der Inverterschaltung.....	19
6.2.2	Aufgabe 2b: Frequenzgang der Leerlauf-Differenzverstärkung	20
6.3	Aufgabe 3: Frequenzgang des invertierenden Spannungsverstärkers	22
6.4	Aufgabe 4: Verstärkung eines schwachen Sensorsignales.....	23
6.4.1	Aufgabe 4a: Verstärkung mit invertierendem Verstärker	23
6.4.2	Aufgabe 4b: Verstärkung mit nicht-invertierendem Verstärker.....	24
6.5	Aufgabe 5: Entwurf eines Schmitt-Trigger Schwellwertschalters.....	25
	ETGP - Versuchsfeedback	27
	Anhang A Datenblatt OP uA741 (Auszug)	29

6 Versuchsdurchführung

Bild 6.1 zeigt die Versuchsbox für die Versuche Operationsverstärker I und II. Der Operationsverstärker vom Typ 741 wird in den Sockel in der Mitte der Frontplatte gesteckt. Hierbei ist auf die Kennung zu achten, die auch am Gehäuse des OP vorhanden ist.

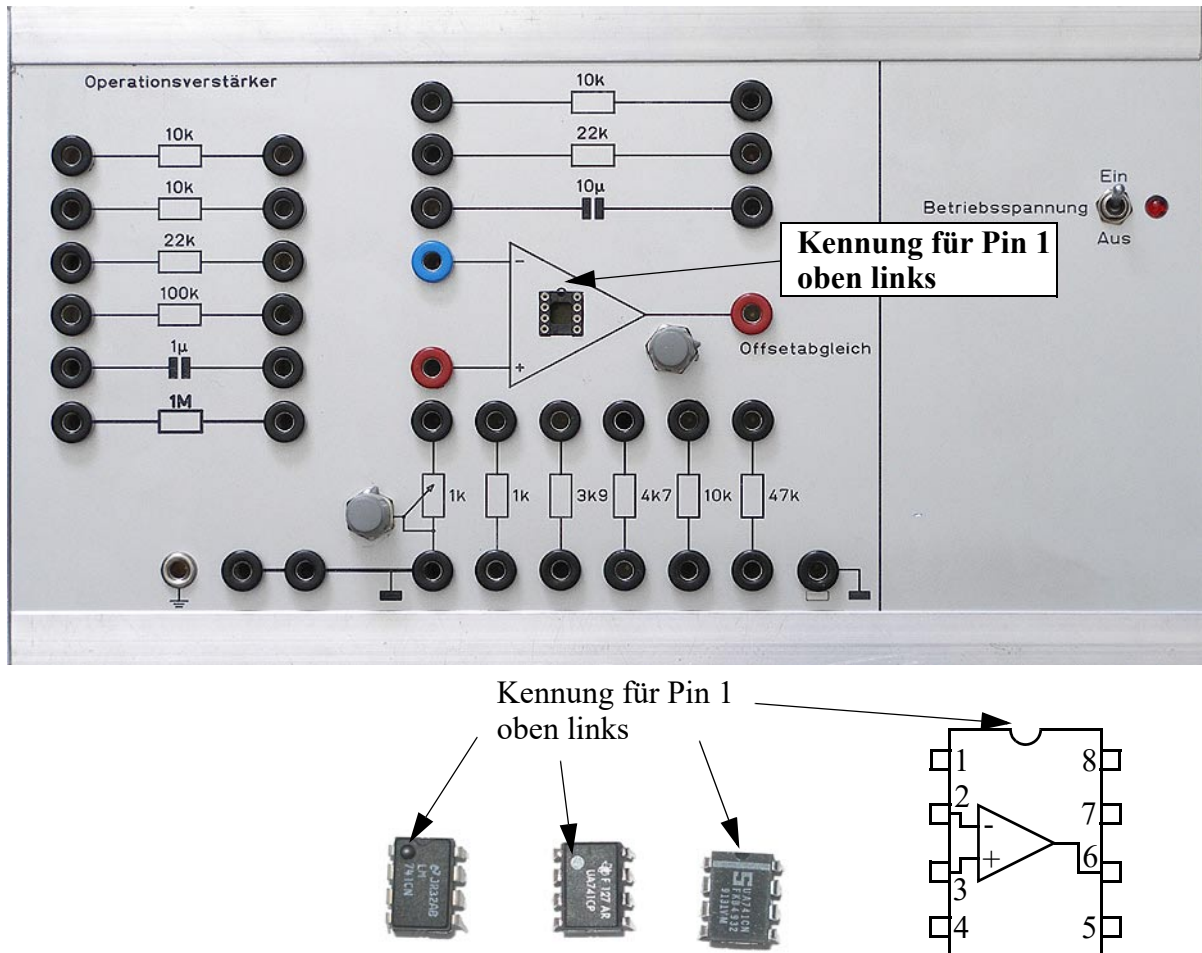


Bild 6.1 Versuchsbox Operationsverstärker (oben). Operationsverstärker-IC Typ 741 im Dual-In-Line (DIL) Gehäuse verschiedener Hersteller (unten)

Die Betriebsspannungen +15V und -15V sind im Versuchsaufbau intern bereits angeschlossen und müssen nach der Verkabelung am Schalter "Betriebsspannung" eingeschalten werden.

Hinweis: Der Regler Offsetabgleich wird erst beim Versuch Operationsverstärker II benötigt.



Die vollständige Anschlussbelegung des IC kann dem Datenblatt in Anhang A entnommen werden. Alle Wechselspannungsmessungen sind mit dem Oszilloskop vorzunehmen. Sein Eingangswiderstand ist ausreichend hochohmig. Es lässt sich auch stets kontrollieren, ob die Ausgangsspannung noch unverzerrt ist, oder ob eine zu große Eingangsspannung verwendet wird. Verwenden Sie daher das Oszilloskop im Zweikanalbetrieb um die Eingangs- und Ausgangsspannung simultan darzustellen.

Stellen Sie den Funktionsgenerator zuerst auf seine Werkseinstellungen zurück. Beachten Sie hierzu die "Anleitung zum Funktionsgenerator" im vorderen Teil B des Skripts.



6.1 Aufgabe 1: Ermittlung der Kenndaten des OP

Bestimmen Sie die **typischen** Werte folgender Kenndaten ihres OP uA741C aus dem Datenblatt im Anhang:

Leerlauf-Differenzverstärkung bei 0 Hz		[dB]
Eingangs-Offset-Spannung		[mV]
Eingangswiderstand		[MΩ]
Ausgangswiderstand		[Ω]
Gleichtaktunterdrückung		[dB]
Aussteuerbarkeit bei einem Lastwiderstand von 10kΩ		[V]
Transitfrequenz		[MHz]



Hinweis: Verwenden Sie bei **ALLEN** nachfolgenden Aufbauten **möglichst kurze Kabel** für die Verbindungen auf der Messbox! Die Schaltungen sind sehr empfindlich. Verändern oder berühren Sie die Verkabelung daher während der gesamten Messung nicht.

6.2 Aufgabe 2: Der Operationsverstärker als Inverter

Bauen Sie die Schaltung nach Bild 6.2 auf Seite 18 auf.

Für die frequenzabhängige Untersuchung der Schaltung wird diese mit einer sinusförmigen Wechselspannung gespeist. Die zu erfassenden Messgrößen sind die Amplituden der Spannungen.

Welche Näherungen dürfen Sie für die Herleitung der Übertragungsfunktion $\frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}}$ der Schaltung machen? Wie lautet die Übertragungsfunktion für niedrige Frequenzen?

Näherungen:

$$\frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}} = v_r =$$

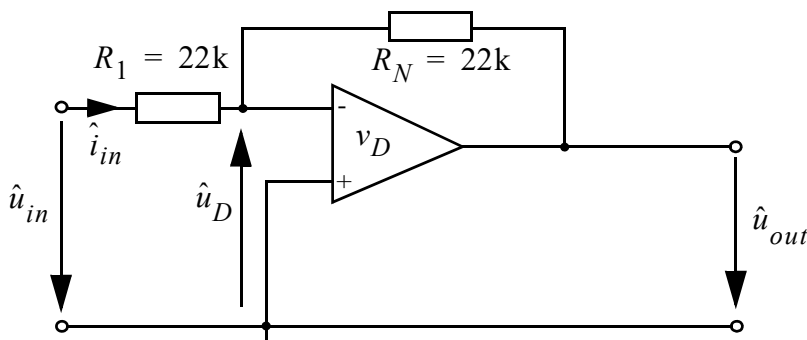


Bild 6.2 Gegenkopplungsschaltung als Inverter

6.2.1 Aufgabe 2a: Frequenzgang der Inverterschaltung

Speisen Sie die Schaltung mit einer sinusförmigen, **offsetfreien** Wechselspannung mit einer Amplitude von $\hat{u}_{in} = 150 \text{ mV}$ aus dem Funktionsgenerator.

Aktivieren Sie zur Einstellung der 150mV Amplitude die **-20dB Dämpfung durch Herausziehen des AMPL-Drehreglers**. Verwenden Sie den **50Ω OUTPUT**. Verwenden Sie **AC-Coupling** für die Messung von $\hat{u}_{out}$, da die Ausgangsspannung nicht offsetfrei sein kann. Im Bereich ab 1MHz müssen Sie ggf. die Eingangsamplitude auf $\hat{u}_{in} = 150 \text{ mV}$ nachregeln.



Messen Sie $\hat{u}_{out}$ am Oszilloskop mit der **CURSOR MEASURE - V to GND** Funktion für die Frequenzen: $f = 1 \text{ kHz}, 10 \text{ kHz}, 100 \text{ kHz} - 1 \text{ MHz}$. Wählen Sie im Knickbereich und im Dämpfungsbereich selbst ausreichend Messpunkte um die Kurve korrekt zu erfassen.

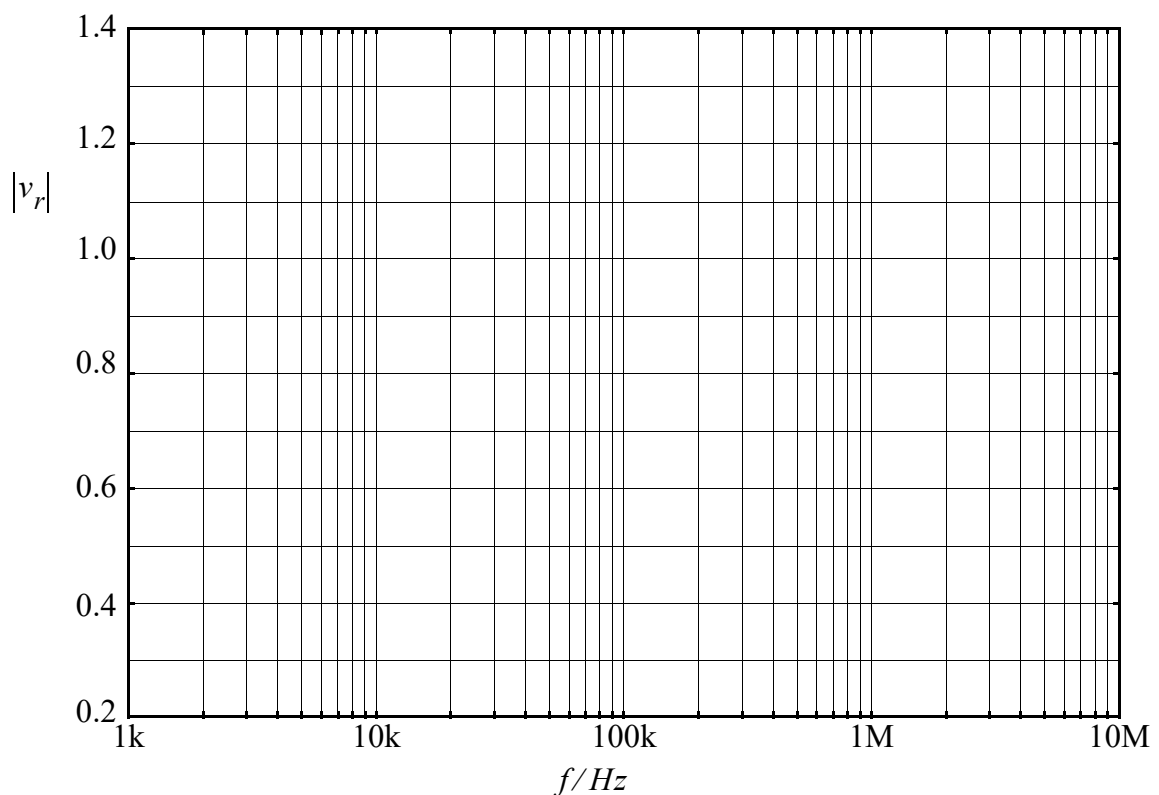


Bild 6.3 Frequenzgang der Inverterschaltung

Berechnen Sie die Verstärkung $|v_r|$ und tragen Sie diese in das Diagramm ein. Beobachten Sie die Phasenlage beider Spannungen.

Wo liegt die Grenzfrequenz der Schaltung? Tragen Sie diese in das Diagramm ein.

Antwort:

$$f_g = \underline{\hspace{2cm}}$$

Berechnen Sie die Leerlauf-Differenzverstärkungen v_D aus ihrer gemessenen Verstärkung v_r für 600 kHz. Stellen Sie dazu Gl. (5.13) auf Seite 13 nach v_D um. Beachten Sie die Vorzeichen der gemessenen Spannungen! Entnehmen Sie die Leerlauf-Differenzverstärkungen v_D aus dem OPEN-LOOP LARGE-SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION Diagramm des Datenblatts im Anhang und vergleichen Sie die beiden Werte.

Berechnung:

Frequenz	600 kHz
Verstärkung aus Datenblatt	$v_D =$
Verstärkung berechnet	$v_D =$

Wie erklären Sie sich die Unterschiede?

Antwort:

6.2.2 Aufgabe 2b: Frequenzgang der Leerlauf-Differenzverstärkung

Im Datenblatt des OP haben Sie den typischen Verlauf der Leerlauf-Differenzverstärkung bereits kennengelernt. Diese soll nun für ihren OP vermessen werden. Da die Differenzspannung $\hat{u}_D$ sehr klein und deshalb sehr schlecht messbar ist, verwendet man die Schaltung nach Bild 6.4.

Welcher Zusammenhang besteht zwischen $\hat{u}_D$ und $\hat{u}_1$?

Antwort:

Verwenden Sie die konstante Eingangsamplitude $\hat{u}_{in} \approx 3\text{ V}$. Messen Sie jetzt die Spannungsamplituden $\hat{u}_{out}$ und $\hat{u}_1$ in Abhängigkeit von der Frequenz wieder mit dem Oszilloskop im Bereich 100 Hz – 1000 kHz, auch bei verrauschtem Signal, und tragen Sie $v_D(f) = \hat{u}_{out}/\hat{u}_D$ in das nachfolgende doppellogarithmische Papier ein. Um mögliche Offsetspannungen zu eliminieren messen Sie $\hat{u}_1$ und $\hat{u}_{out}$ am besten im **AC-coupling** Modus.

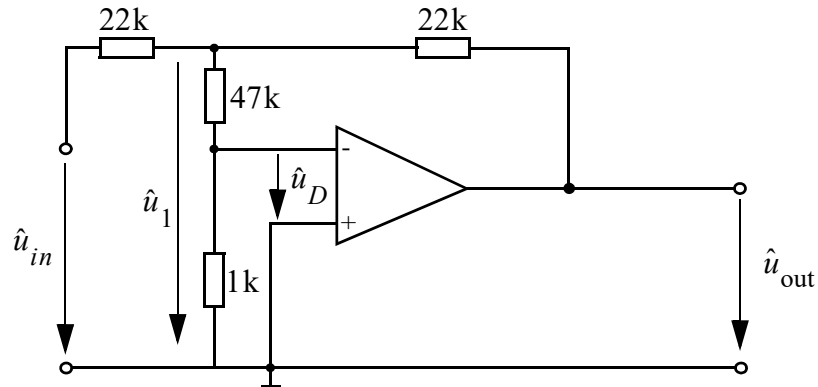


Bild 6.4 Messschaltung zur Bestimmung des Frequenzgangs der Leerlauf-Differenzverstärkung

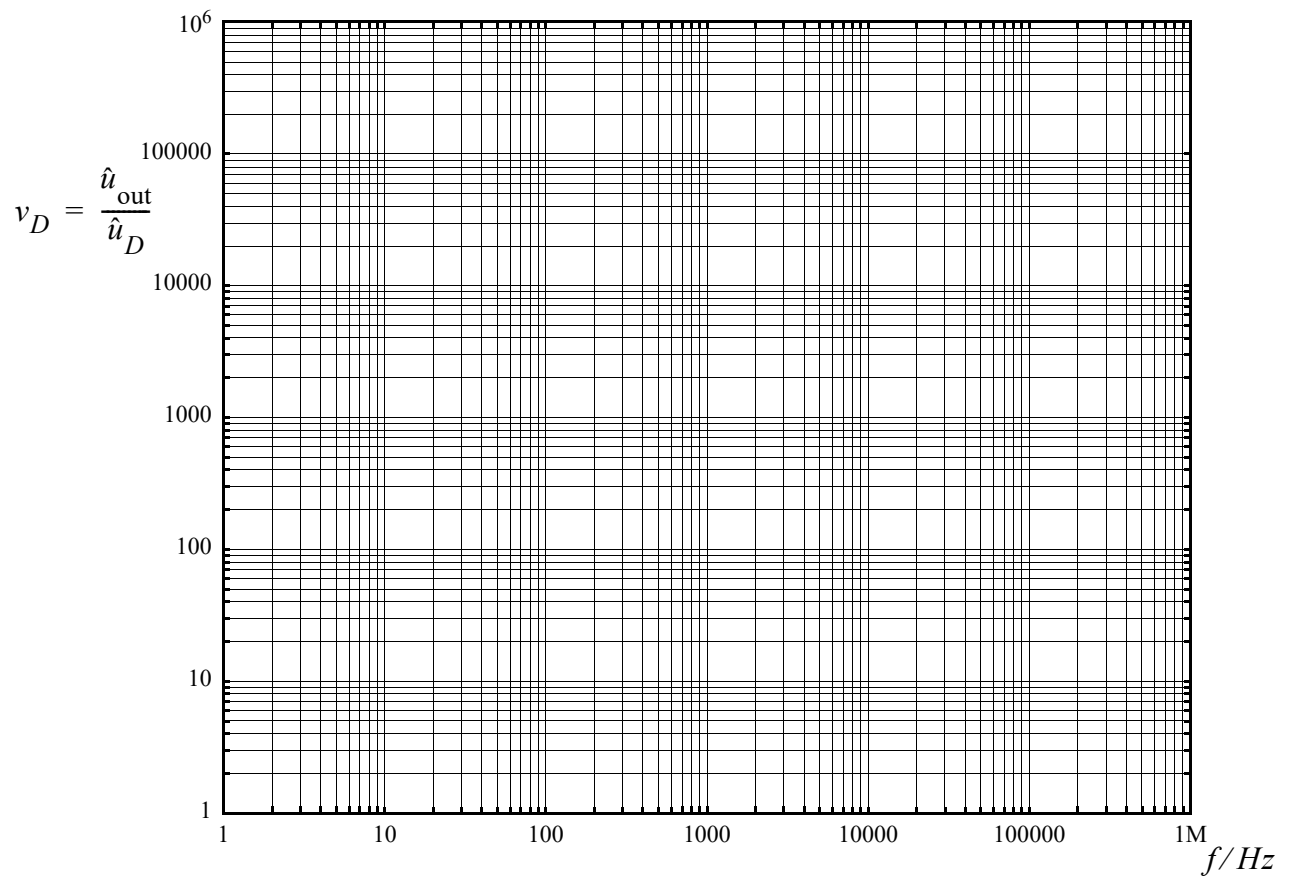


Bild 6.5 Frequenzgang der Leerlauf-Differenzverstärkung v_D .

Ergänzen Sie ohne Messung die Kurve im Bereich 0 – 100Hz. Wie sind Sie vorgegangen?
Vergleichen Sie Ihr Ergebnis mit dem Diagramm im Datenblatt.

Antwort:

6.3 Aufgabe 3: Frequenzgang des invertierenden Spannungsverstärkers

Untersuchen Sie den Einfluss der Gegenkopplung auf den Frequenzgang der Verstärkung des invertierenden Spannungsverstärkers. Verwenden Sie dazu die Schaltung nach Bild 6.6. Vermessen Sie den Frequenzgang $v_r(f) = \hat{u}_{out}/\hat{u}_{in}$ für unterschiedliche Verstärkungen. **Tragen Sie die gemessenen Kennlinien direkt in das doppellogarithmische Papier ein.** Es sei der Widerstand $R_N = 1\text{ M}\Omega$. Wählen Sie den Widerstand R_1 für Ihre erste Messung so, dass Sie eine Gleichspannungsverstärkung von $|v_r| = 45.4$ erhalten. Für die zweite Messung stellen Sie die Gleichspannungsverstärkung auf $|v_r| = 10$ ein.

DC-Verstärkung	R_1
$ v_r = 45.4$	
$ v_r = 10$	

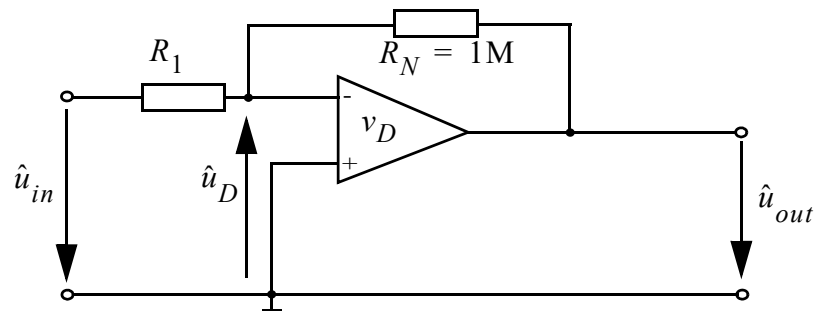


Bild 6.6 Invertierender Verstärker mit variablem v_r .

Wählen Sie $\hat{u}_{in} = 150\text{ mV}$. Aktivieren Sie dazu wieder die -20dB Dämpfung des Funktionsgenerators. Wählen Sie geeignete Frequenzen. Falls die Verstärkung mit zunehmender Frequenz abnimmt, dann mit stetiger und nicht mit sprunghafter Tangente (die Natur macht keine Sprünge!). Im Bereich der Grenzfrequenz müssen Sie ggf. mit einer feineren Frequenzabstufung Messungen durchführen.

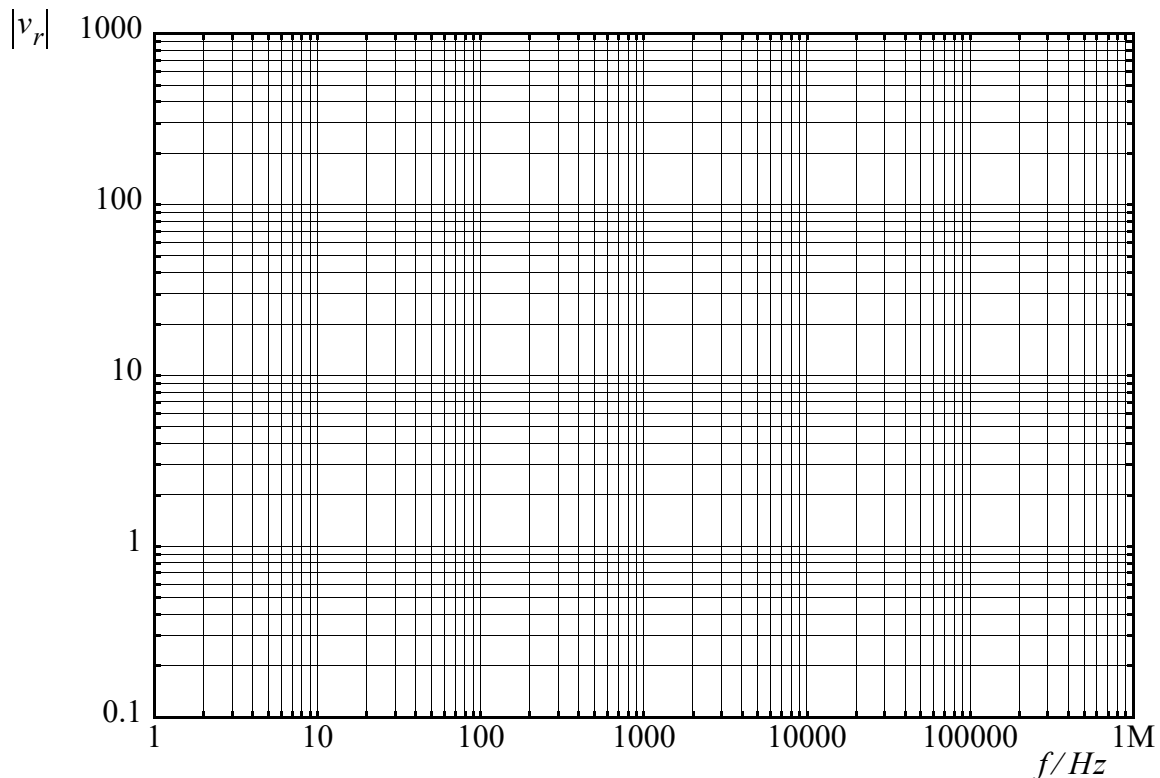


Bild 6.7 Einfluss der Gegenkopplung auf den Frequenzgang der Verstärkung

Wie ist der qualitative Zusammenhang zwischen der eingestellten Verstärkung und der Bandbreite der Schaltung?

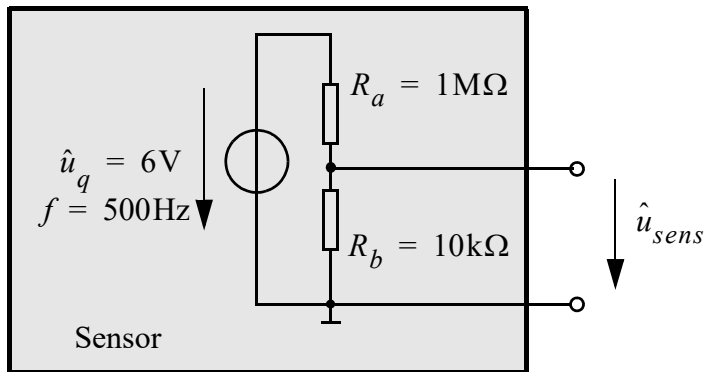
Antwort:

6.4 Aufgabe 4: Verstärkung eines schwachen Sensorsignales

Ausgangssignale von Sensorelementen, wie z. B. Drucksensoren, liefern in der Regel nur sehr kleine Ausgangsspannungen im Bereich weniger Millivolt. Für eine digitale Weiterverarbeitung muss daher die Sensorspannung verstärkt werden. Die Verstärkerschaltung wird häufig mit einem Operationsverstärker realisiert.

Bild 6.8 zeigt das Ersatzschaltbild eines Sensors mit interner, hochohmiger, sinusförmiger Quelle.

Berechnen Sie die Amplitude $\hat{u}_{sens}$ der Ausgangsspannung für $\hat{u}_q = 6V$:



Berechnung:

$$\hat{u}_{sens} = \underline{\hspace{2cm}}$$

Messung (s. Aufgabe 4a):

$$\hat{u}_{sens} = \underline{\hspace{2cm}}$$

Bild 6.8 Ersatzbild eines Sensors mit hochohmigem Ausgangswiderstand

Bauen Sie die Schaltung auf und überprüfen Sie ihre Rechnung durch Messung der Ausgangsamplitude mit dem Oszilloskop. Als Quelle verwenden Sie den Funktionsgenerator mit einer offsetfreien symmetrischen Sinusspannung der Amplitude $\hat{u}_q = 6V$ und $f = 500Hz$.

6.4.1 Aufgabe 4a: Verstärkung mit invertierendem Verstärker

Speisen Sie nun $\hat{u}_{sens}$ aus dem Spannungsteiler von Bild 6.8 in den invertierenden Verstärker nach Bild 6.9 ein. Dimensionieren Sie R_1 so, dass für das gegebene $R_N = 100k$ die Verstärkung $|v_r| = 10$ wird.

Welche Ausgangsspannung $\hat{u}_{out}$ erwarten Sie?

Antwort:

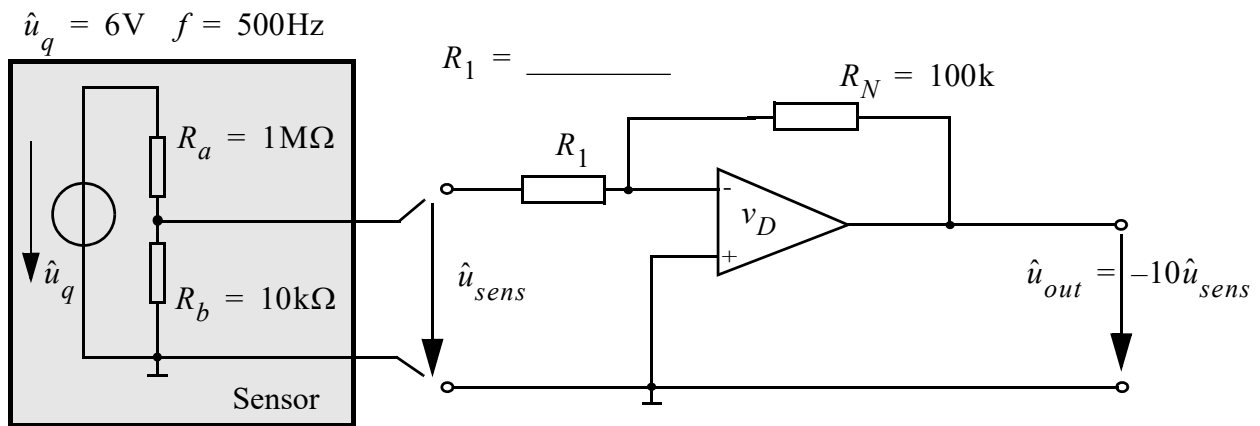


Bild 6.9 Invertierende Spannungsverstärker mit $|v_r| = 10$

Messen Sie die Ausgangsspannung $\hat{u}_{out}$ mit dem Oszilloskop und vergleichen Sie die Messung mit Ihrer Erwartung.

Wie erklären Sie sich den Unterschied?

Welchen Eingangswiderstand hat der invertierende Spannungsverstärker?

Wie müssten Sie die invertierende Verstärkerschaltung modifizieren, damit sie wie erwartet arbeitet?

Antwort:

6.4.2 Aufgabe 4b: Verstärkung mit nicht-invertierendem Verstärker

Eine der besonderen Eigenschaften des nicht-invertierenden Spannungsverstärkers ist sein hoher Eingangswiderstand. Damit ist es möglich, Messsignale aus sehr schwachen Signalquellen auszukoppeln.

Bestimmen Sie die Verstärkerschaltung nach Bild 6.10 so, dass $\hat{u}_{out} = 10\hat{u}_{sens}$ gilt.

Dimensionierung der Widerstände:

6.5 Aufgabe 5: Entwurf eines Schmitt-Trigger Schwellwertschalters

Stellen Sie **zuerst** $R_1 = R_{1a} + R_{1b}$ mit Hilfe des Ohmmessbereichs Ihres Multimeters auf den von Ihnen berechneten Wert ein und bauen Sie **anschließend** die Schaltung nach Bild 6.10 auf.

Überprüfen Sie mit dem Oszilloskop die Ausgangsspannung.
Welchen Eingangswiderstand R_i hat die Verstärkerschaltung?

Antwort:

$$\hat{u}_{out} = \underline{\hspace{2cm}} \quad R_i = \underline{\hspace{2cm}}$$

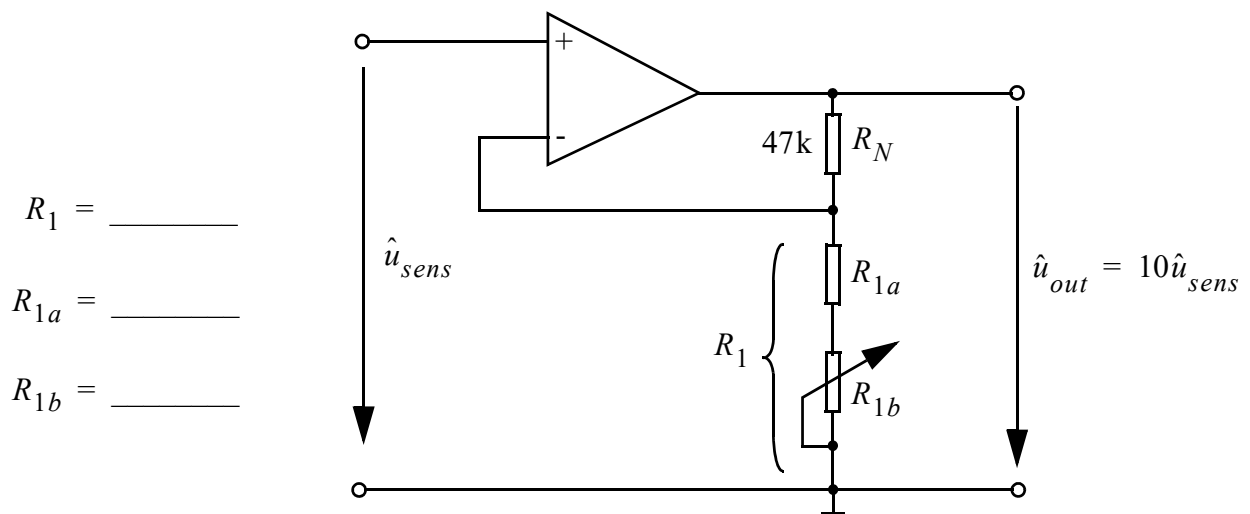


Bild 6.10 Nicht-invertierende Spannungsverstärker mit $v_r = 10$

6.5 Aufgabe 5: Entwurf eines Schmitt-Trigger Schwellwertschalters

In diesem Versuch soll von Ihnen ein Schmitt-Trigger nach Bild 6.11 entworfen werden mit folgenden Eigenschaften: Obere Schwellenspannung $U_{aus} \approx +2.1\text{V}$, untere Schwellenspannung $U_{ein} \approx -2.1\text{V}$.

Bestimmen Sie zuerst messtechnisch den Aussteuerbereich des Operationsverstärkers. Dimensionieren Sie anschließend die Widerstände R_P und R_1 für die oben gegebenen Schwellenspannungen.

Bauen Sie den Schmitt-Trigger nach Bild 6.11 auf und überprüfen Sie ihre Schaltung, indem Sie ein dreieckförmiges Eingangssignal $\hat{u}_{in}$ der Frequenz 1 kHz einspeisen. Variieren Sie die Amplitude.

Dimensionierung der Widerstände:

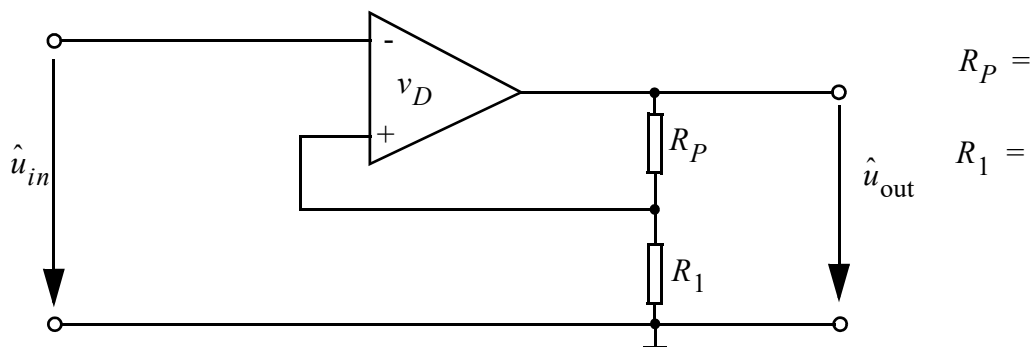
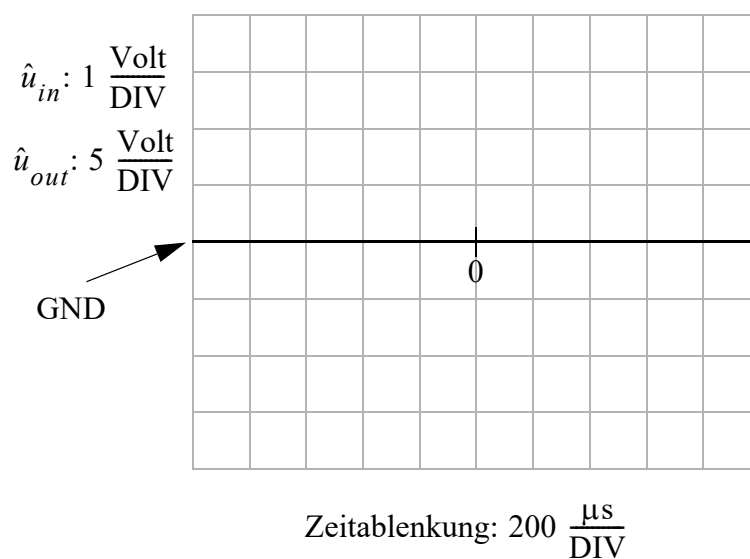


Bild 6.11 Schmitt-Trigger

Skizzieren Sie $\hat{u}_{in}$ und $\hat{u}_{out}$ für $\hat{u}_{in} = 4V$. Der Nulldurchgang des Dreiecksignals soll bei positiver Steigung durch den Mittelpunkt 0 führen.



Reinigen Sie die Arbeitsfläche ggf. von Radiergummi-Krümmeln.

ETGP - Versuchsfeedback

Versuch: Operationsverstärker I

Datum: _____

1. Was hat Dir an diesem Versuch gefallen?
2. Gibt es Fehler/Unklarheiten im Skript? Wenn ja, welche?
3. Konnten die Betreuer gestellte Fragen klären?
4. Gibt es etwas, das Du bei diesem Versuch ändern würdest?
5. Sonstige Anmerkungen

Anhang A Datenblatt OP uA741 (Auszug)

μ A741, μ A741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

- Short-Circuit Protection
- Offset-Voltage Null Capability
- Large Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- No Frequency Compensation Required
- Low Power Consumption
- No Latch-Up
- Designed to Be Interchangeable With Fairchild μ A741

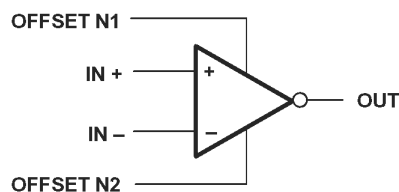
description

The μ A741 is a general-purpose operational amplifier featuring offset-voltage null capability.

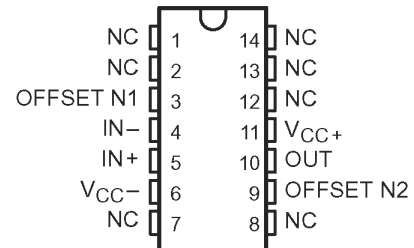
The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low value potentiometer may be connected between the offset null inputs to null out the offset voltage as shown in Figure 2.

The μ A741C is characterized for operation from 0°C to 70°C. The μ A741I is characterized for operation from -40°C to 85°C. The μ A741M is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

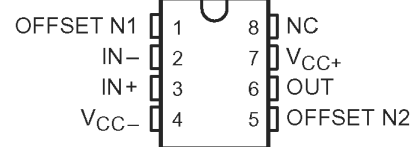
symbol



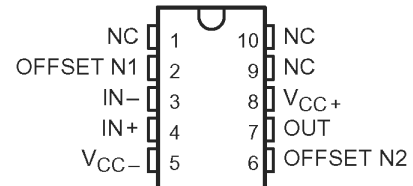
μ A741M . . . J PACKAGE
(TOP VIEW)



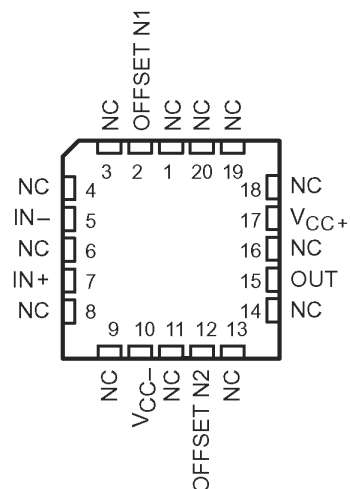
μ A741M . . . JG PACKAGE
 μ A741C, μ A741I . . . D, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



μ A741M . . . U PACKAGE
(TOP VIEW)



μ A741M . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

μA741 , μA741Y GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$T_A^\dagger$	μA741C			μA741I , μA741M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0$	25°C		1	6		1	5	mV
		Full range			7.5			6	
$\Delta V_{IO(\text{adj})}$ Offset voltage adjust range	$V_O = 0$	25°C		± 15			± 15		mV
I_{IO} Input offset current	$V_O = 0$	25°C		20	200		20	200	nA
		Full range			300			500	
I_{IB} Input bias current	$V_O = 0$	25°C		80	500		80	500	nA
		Full range			800			1500	
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	± 12	± 13		± 12	± 13		V
		Full range	± 12			± 12			
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C	± 12	± 14		± 12	± 14		V
	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	Full range	± 12			± 12			
	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	25°C	± 10	± 13		± 10	± 13		
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	Full range	± 10			± 10			
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25°C	20	200		50	200		V/mV
	$V_O = \pm 10\text{ V}$	Full range	15			25			
r_i Input resistance		25°C	0.3	2		0.3	2		M Ω
r_o Output resistance	$V_O = 0$, See Note 5	25°C		75			75		Ω
C_i Input capacitance		25°C		1.4			1.4		pF
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\text{min}}$	25°C	70	90		70	90		dB
		Full range	70			70			
k_{SVS} Supply voltage sensitivity ($\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$)	$V_{CC} = \pm 9\text{ V}$ to $\pm 15\text{ V}$	25°C		30	150		30	150	$\mu\text{V/V}$
		Full range			150			150	
I_{OS} Short-circuit output current		25°C		± 25	± 40		± 25	± 40	mA
I_{CC} Supply current	$V_O = 0$, No load	25°C		1.7	2.8		1.7	2.8	mA
		Full range			3.3			3.3	
P_D Total power dissipation	$V_O = 0$, No load	25°C		50	85		50	85	mW
		Full range			100			100	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. Full range for the μA741C is 0°C to 70°C, the μA741I is –40°C to 85°C, and the μA741M is –55°C to 125°C.

NOTE 5: This typical value applies only at frequencies above a few hundred hertz because of the effects of drift and thermal feedback.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	μA741C			μA741I , μA741M			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t_r Rise time	$V_I = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$,		0.3			0.3		μs
Overshoot factor	$C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1		5%			5%		
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1		0.5			0.5		V/ μs

-
μA741, μA741Y
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

TYPICAL CHARACTERISTICS

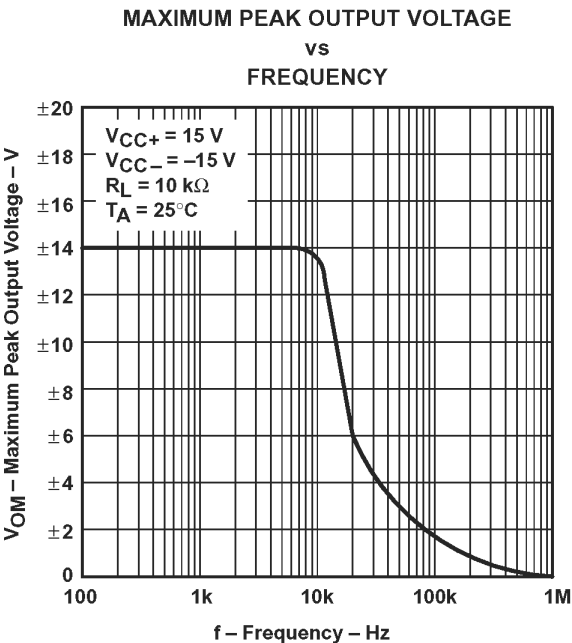


Figure 6

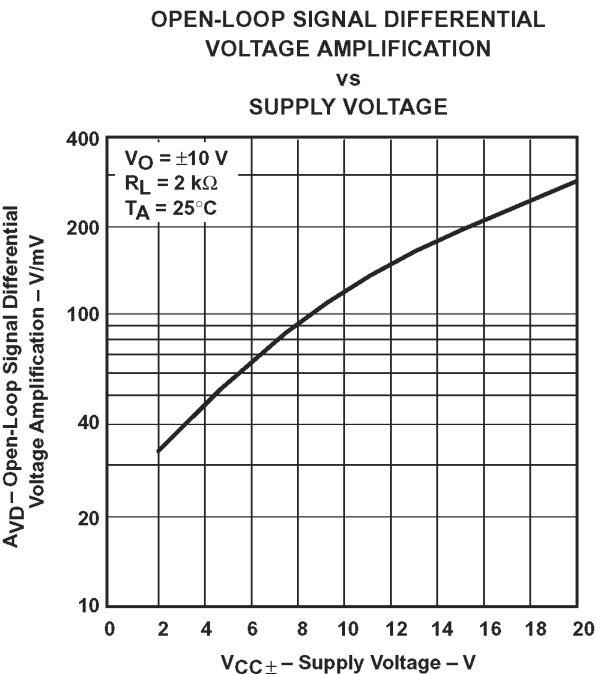
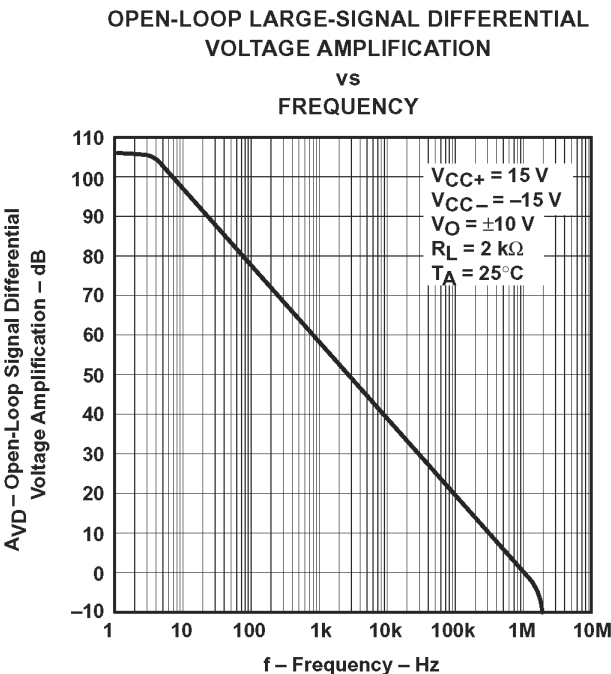


Figure 7



-

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Operationsverstärker II

- Signalaufbereitung**
- Rechenschaltungen**
- Fourieranalyse**

von
Dr.-Ing. A. Teltschik

Inhaltsverzeichnis

1	Lernziele	3
2	Literatur	3
3	Geräte	3
4	Theoretische Grundlagen	4
4.1	Einleitung.....	4
4.2	Gegenkopplung, Schleifenverstärkung, Phasendrehung, Stabilität.....	4
4.3	Invertierender Integrator	10
4.4	Umkehraddierer	11
4.5	Subtrahierer.....	12
4.6	Invertierender Differenzierer	13
4.7	Fouriersynthese und Fourieranalyse	14
5	Durchführung des Versuches	17
5.1	Aufgabe 1: Integrator / Fourieranalyse.....	17
5.2	Aufgabe 2: Addierer / Fouriersynthese.....	27
5.3	Aufgabe 3: Subtrahierer.....	29
5.4	Aufgabe 4: Differenzierer	33
	ETGP - Versuchsfeedback	35
	Anhang A Auszug aus dem Datenblatt TL071	37

5 Durchführung des Versuches

5.1 Aufgabe 1: Integrator / Fourieranalyse

Aufgabe 1a

Regelkreisparameter, Schleifenverstärkung und Verstärkung des invertierenden Integrators

In dieser Aufgabe werden Sie rein theoretische Betrachtungen durchführen, die Ihnen helfen sollen den Umgang mit logarithmischen Größen zu vertiefen.

In Bild 5.2 auf Seite 19 ist der Frequenzgang des Operationsverstärkers TL071 dargestellt, der in diesem Versuch Verwendung findet. Kann der Operationsverstärker TL071 instabil werden, wenn er in der invertierenden Verstärkergrundschaltung mit zwei reellen Widerständen R_1 und R_N betrieben wird?

Antwort/Begründung:

Bestimmen Sie mit der komplexen Wechselstromrechnung die Regelkreisparameter $k_r(\omega)$ und k_f in Abhängigkeit von R und C für den Umkehrintegrator nach Bild 5.1:

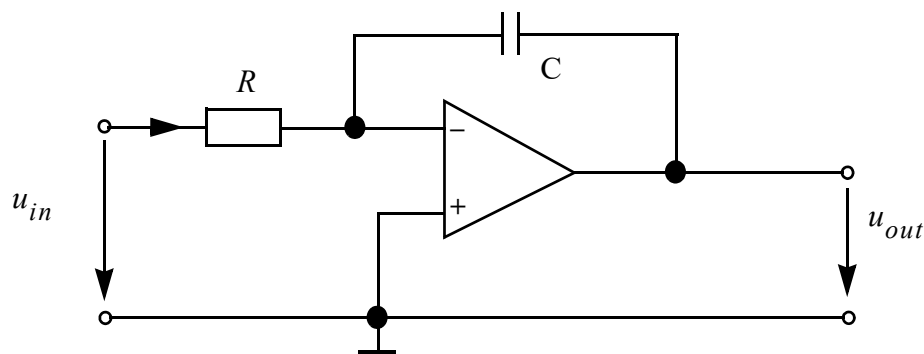


Bild 5.1 Umkehrintegrator

Antwort:

$$Z_1 =$$

$$Z_N =$$

$$k_f =$$

$$k_r =$$

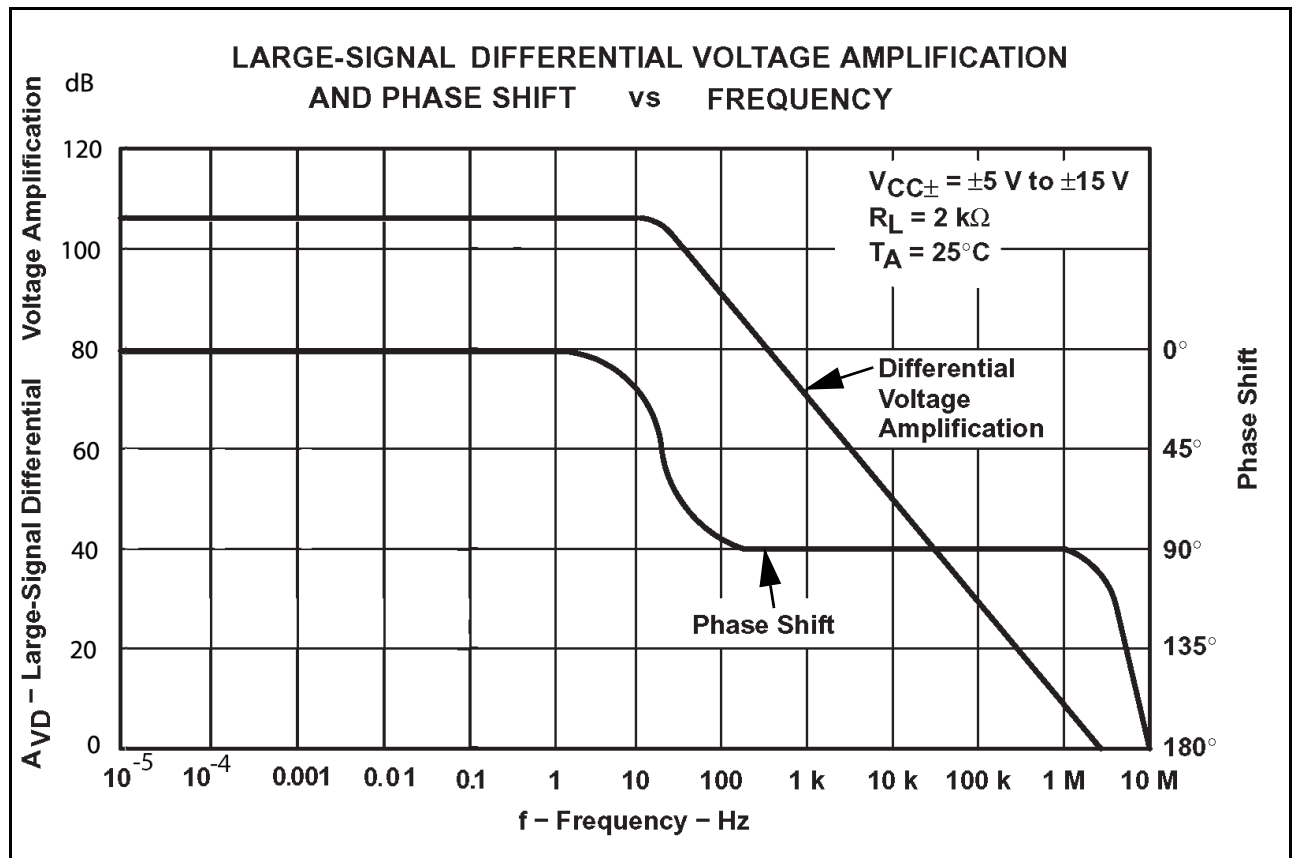
5. Kapitel: Durchführung des Versuches

Zeigen Sie, dass

$$\left| \frac{1}{k_r} \right|_{\text{dB}} = 10 \cdot \log \left[1 + \left(\frac{1}{\omega RC} \right)^2 \right] \quad \text{Gl. (5.1)}$$

ist.

Lösung:

**Bild 5.2** Differenzverstärkung und Phasengang TL071

Beantworten Sie zuerst die beiden nachfolgenden Fragen und vereinfachen Sie anschließend Gl.

(5.1) für die Bereiche $f \ll \frac{1}{2\pi RC}$ und $f \gg \frac{1}{2\pi RC}$. Bestimmen Sie danach für $R = 1 \text{ k}\Omega$ und

$C = 1 \mu\text{F}$ den Verlauf von $\left| \frac{1}{k_r} \right|_{\text{dB}}$ und tragen Sie ihn in Bild 5.2 ein.

Welche Eigenschaft zeigt der Kondensator für hohe Frequenzen?

Welche Auswirkung hat diese Eigenschaft auf den Rückkoppelfaktor k_r ?

Antwort:

Vereinfachung:

$$\text{gegeben: } \left| \frac{1}{k_r} \right|_{\text{dB}} = 10 \cdot \log \left[1 + \left(\frac{1}{\omega RC} \right)^2 \right]$$

$$f \ll \frac{1}{2\pi RC}$$

Vereinfachung:

$$f \gg \frac{1}{2\pi RC}$$

Vereinfachung:

$$\left| \frac{1}{k_r} \right|_{\text{dB}} \approx$$

$$\left| \frac{1}{k_r} \right|_{\text{dB}} \approx$$

Hinweis: Für die Skizze ist es sinnvoll, dass Sie ihr Ergebnis aufspalten in einen konstanten und einen frequenzabhängigen Teil. Als Stützpunkt können Sie dann für $f=1 \text{ Hz}$

$\left| \frac{1}{k_r} \right|_{\text{dB}}$ bestimmen.



Kennzeichnen Sie im Diagramm die Schleifenverstärkung $|g| = 1$.

Bestimmen Sie die Grenzfrequenz bei der $\left| \frac{1}{k_r} \right|_{\text{dB}}$ auf 3dB abgefallen ist!

Antwort:

5. Kapitel: Durchführung des Versuches

Berechnen Sie $|v_r|_{dB} = \left| -\frac{Z_N}{Z_1} \right|_{dB}$ als Funktion von R und C und vergleichen Sie Ihre Lösung mit $\left| \frac{1}{k_r} \right|_{dB}$. Was fällt Ihnen auf?

Zeichnen Sie $|v_r|_{dB}$ in das Diagramm in Bild 5.2. Beachten Sie die endliche Differenzverstärkung v_D .

Berechnen Sie weiterhin für $R = 1\text{ k}\Omega$ und $C = 1\text{ }\mu\text{F}$ die Frequenz f_0 bei der $|v_r| = 0\text{ dB}$ ist.

Berechnung:

$$|v_r|_{dB} = \left| -\frac{Z_N}{Z_1} \right|_{dB}$$

Vergleich:

Berechnung f_0 :

Kann der invertierende Integrator instabil werden?

Antwort mit Begründung:

Aufgabe 1b Der Invertierende Integrator, Offsetkompensation

Bild 5.3 zeigt die Versuchsbox für die Versuche Operationsverstärker I und II. Der Operationsverstärker vom Typ TL071 wird in den Sockel in der Mitte der Frontplatte gesteckt. Hierbei ist auf die Kennung zu achten, die auch am Gehäuse des OP vorhanden ist.

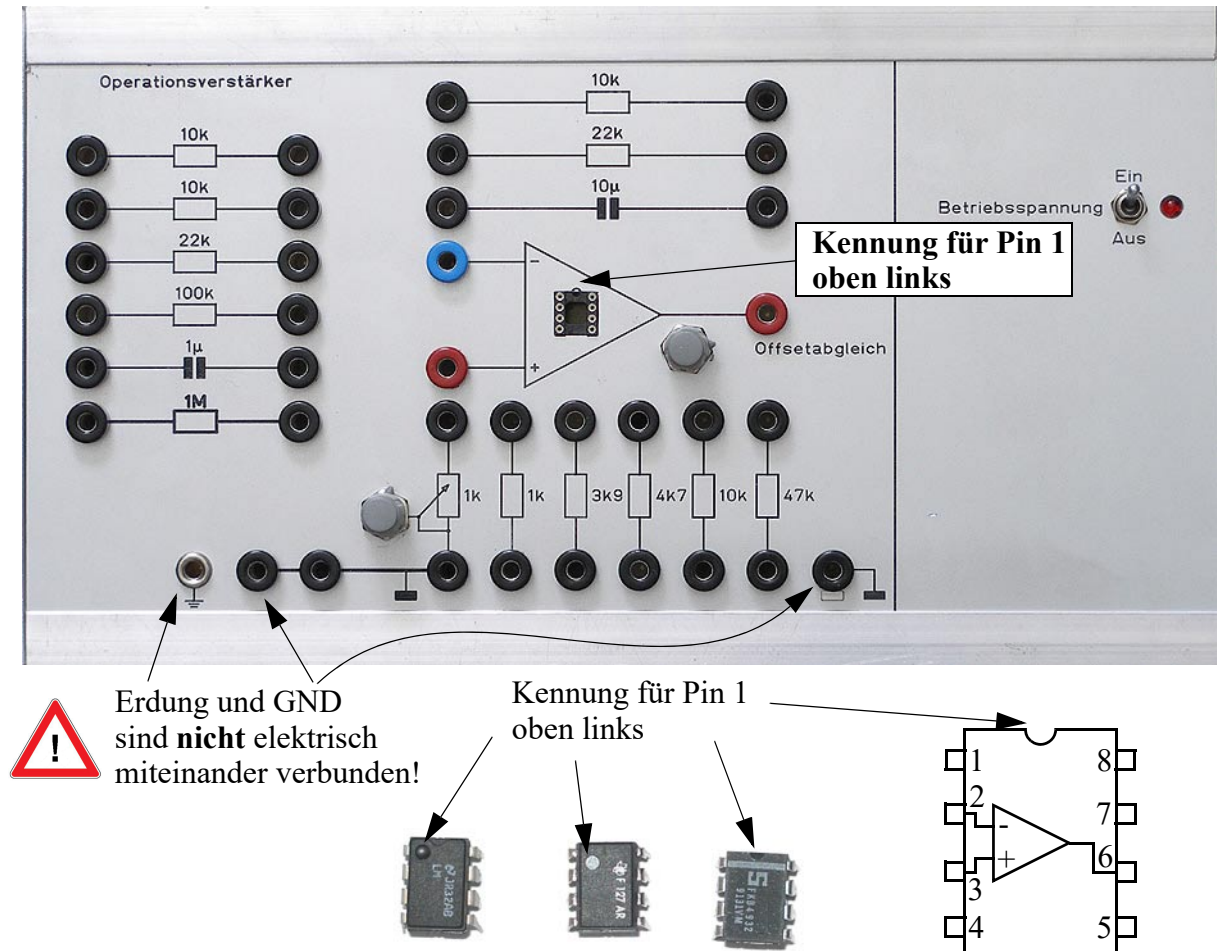


Bild 5.3 Versuchsbox Operationsverstärker (oben). Operationsverstärker-IC Typ TL071 im Dual-In-Line (DIL) Gehäuse verschiedener Hersteller (unten)

Die Betriebsspannungen +15V und -15V sind im Versuchsaufbau intern bereits angeschlossen und müssen nach der Verkabelung am Schalter “Betriebsspannung” eingeschaltet werden. Die vollständige Anschlussbelegung des IC kann dem Datenblatt in Anhang A entnommen werden.

Der Integrator reagiert sehr stark auf eine Offsetgleichspannung an seinem Eingang. Die Folge davon ist, dass das Ausgangssignal sehr schnell in die Aussteuergrenzen des OP fährt. Bei diesem Versuch benötigen Sie daher den Regler Offsetabgleich und etwas Geduld!

Hinweis:

- Stellen Sie den Funktionsgenerator zuerst auf seine Werkseinstellungen zurück. Beachten Sie hierzu die “Anleitung zum Funktionsgenerator” im vorderen Teil des Skripts.



5. Kapitel: Durchführung des Versuches

Beschalten Sie nach Bild 5.4 einen Umkehrintegrator mit $C = 1\mu\text{F}$ und $R = 1\text{k}\Omega$.

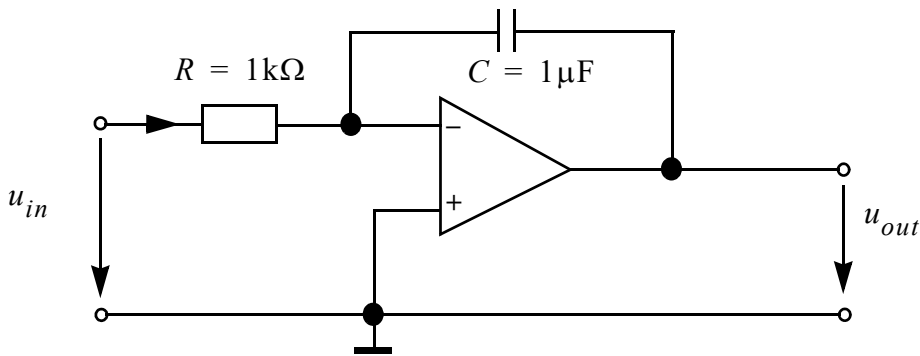


Bild 5.4 Umkehrintegrator

Speisen Sie die Schaltung mit einem offsetfreien Sinussignal der Amplitude $\hat{u}_{in} = 5.0\text{V}$ aus dem Funktionsgenerator. Verwenden Sie zur Darstellung der Signale den bereitstehenden PC mit Messkarte. Über die Signalanschlussbox können Sie an den Anschlussbuchsen CH0 und CH1 Ihre Signale einspeisen. Weitere Details zur Messkarte entnehmen Sie der **“Anleitung zum Programm Scope”** im vorderen Teil Ihrer Praktikumsanleitung.



Hinweis: Beachten Sie, dass sich der Kondensator $C = 1\mu\text{F}$ links neben dem OP und nicht über dem OP befindet!

Suchen Sie die Signalfrequenz bei der $\hat{u}_{out} = \hat{u}_{in}$ ist. Gehen Sie dabei wie folgt vor:

1. Beginnen Sie bei der Frequenz $f=90\text{Hz}$.
2. Damit Sie ausreichend Bandbreite haben aktivieren Sie im Programm SCOPE im **Hauptmenu -> Configure** nur die Channel 0 und 1 (Acquire = Yes, Gain = 1). Verwenden Sie eine Samplerate von 100kHz (**Hauptmenu -> Scope -> “Trigger Sampling”**).
3. Stellen Sie nun die Amplitude auf $\hat{u}_{in} = 5.0\text{V}$ ein.
4. Bringen Sie den Regler Offsetabgleich auf der OP-Box in Mittelstellung
5. Ziehen Sie den Offsetregler am Funktionsgenerator und variieren Sie damit die Offsetspannung des Eingangssignales. Sie werden bemerken, dass Sie das Ausgangssignal damit sehr schnell an die obere und untere Aussteuergrenze des OP führen. Finden Sie den Punkt, an dem das Ausgangssignal gerade von einer der beiden Aussteuergrenzen zur anderen wechselt.
6. Verwenden Sie nun den Offsetabgleich der OP-Box um das Ausgangssignal symmetrisch zum Eingangssignal zu positionieren. D.h. die Wendepunkte beider Sinussignale liegen bei 0V (=Nulldurchgang). Sie benötigen dafür etwas Fingerfertigkeit.
7. Variieren Sie nun die Frequenz bis $\hat{u}_{out} = \hat{u}_{in}$ ist. Regeln Sie den Offsetabgleich ggf. nach.

Messen Sie die Frequenz mit den Cursors aus, und erstellen Sie einen Ausdruck der Messung (beide Signale im selben Diagramm) auf dem mindestens 2 Signalperioden zu sehen sind.



Hinweis: Im Menü **“Trigger Sampling”** können Sie bei **“Trigger Modes”** durch umschalten von **“Cont.”** auf **“One”** das Bild einfrieren.

Vergleichen Sie ihre Messung mit dem theoretischen Ergebnis aus der vorherigen Aufgabe

gemessen:

$f_{\text{sinus}} =$ _____

theoretisch:

$f_{\text{sinus}} =$ _____

Ändern Sie das Generatorsignal in ein Rechtecksignal und anschließend in ein Dreiecksignal, jeweils mit einer Amplitude von $\hat{u}_{in} = 5.0\text{V}$. Bestimmen Sie wiederum die Frequenzen für die gilt: $\hat{u}_{out} = \hat{u}_{in}$. Achten Sie auf den Offsetabgleich!

Antwort:

$f_{\text{rechteck}} =$ _____ $f_{\text{dreieck}} =$ _____

Sie haben drei verschiedene Signalformen für die Verstärkung $v_r = 1$ ausgemessen. Weshalb weichen die Frequenzen der Rechteck und der Dreieckfunktion so stark von der Sinusfrequenz ab?

Überlegen Sie sich dazu wie der Frequenzgang des Rückgekoppelten OP aussieht und wie sich ein Dreiecksignal und ein Rechtecksignal aus mehreren Sinussignalen zusammensetzen lässt.

Antwort:

Aufgabe 1c Fourier Analyse

Mit dem Programm "SCOPE" haben Sie die Möglichkeit das Spektrum eines Signales darzustellen. Durch die sog. Fast Fourier Transformation wird eine Fourieranalyse des Signales vorgenommen. Die Amplituden der einzelnen Frequenzanteile des Signals werden im Programm mit dem Faktor $\frac{1}{\sqrt{2\pi}}$ skaliert über der Frequenz dargestellt. Da die Fourieranalyse nur mit einer begrenzten Anzahl von Messpunkten digital im PC erfolgen kann, ergeben sich nicht die scharfen Impulse wie in Bild 4.8 dargestellt, sondern Sie erhalten unscharfe, parabelförmige Impulskurven.

Bestimmen Sie die Frequenzanteile für ein symmetrisches Dreieck- und ein Parabelsignal. **Speisen Sie hierzu ein symmetrisches Dreiecksignal der Amplitude 5V mit der richtigen Frequenz in den Umkehrintegrator**, damit die Amplitude der Ausgangsparabel ebenfalls 5V beträgt. Erfassen Sie das Eingangs- und Ausgangssignal über die Signalanschlussbox CH0 bzw. CH1.

5. Kapitel: Durchführung des Versuches

Ermitteln Sie aus dem FFT-Diagramm des Eingangs- bzw. Ausgangssignals die Amplituden der Grundwelle sowie der ersten beiden Oberwellen. Vergleichen Sie Ihre Messung mit den theoretischen Sollamplituden nach Gl. (4.33) und Gl. (4.34) .

Hinweis: Nur im oberen Diagramm steht Ihnen die Cursor Funktion zur Verfügung.

	Frequenz [Hz]	gemessene Amplitude $\hat{u}_m$ [mV]	korrigierte Amplitude $\hat{u}_\Delta = \sqrt{2\pi}\hat{u}_m$ [mV]	theoretische Amplitude [mV]
Grundwelle				
1. Oberwelle				
2. Oberwelle				

Tabelle 5.1 Fourieranalyse des Dreieckssignales (Integrator-Eingang)

	Frequenz [Hz]	gemessene Amplitude $\hat{u}_m$ [mV]	korrigierte Amplitude $\hat{u}_P = \sqrt{2\pi}\hat{u}_m$ [mV]	theoretische Amplitude [mV]
Grundwelle				
1. Oberwelle				
2. Oberwelle				

Tabelle 5.2 Fourieranalyse des Parabelsignales (Integrator-Ausgang)

Erstellen Sie einen Ausdruck Ihrer Messung mit folgenden Einstellungen:

- Display Mode: 2 Diagramme, unten SCOPE, oben FFT
- Anzeige beider Kanäle CH0 und CH1
- Displaysize: 8192
- Samplerate: 100k

Bestimmen Sie zu Ihren in Tabelle 5.2 ermittelten Frequenzen die Verstärkung $|v_r|$. Verwenden Sie dazu die von Ihnen in der letzten Berechnung in "**Aufgabe 1a Regelkreisparameter, Schleifenverstärkung und Verstärkung des invertierenden Integrators**" ermittelte Übertragungsfunktion.

Berechnen Sie anschließend die Verstärkung aus der Amplitudenmessung von Tabelle 5.1 und Tabelle 5.2 und vergleichen Sie die Werte.

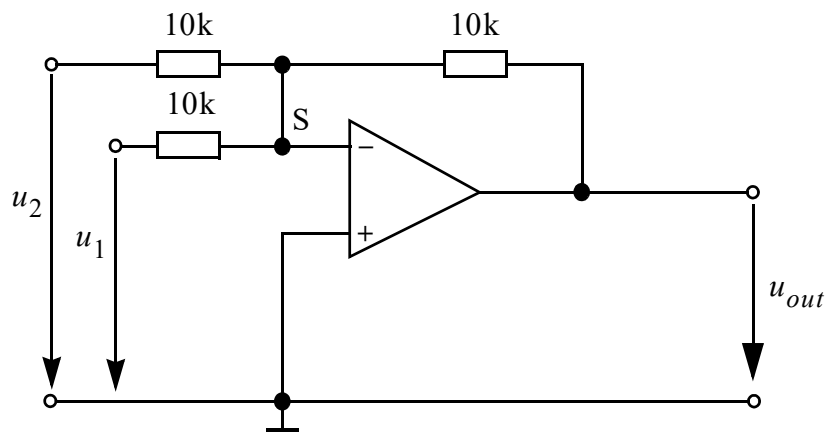
	Frequenz [Hz]	Verstärkung aus gemessenen Amplituden: $ v_r = \frac{\hat{u}_P}{\hat{u}_\Delta}$	Verstärkung aus Übertragungsfunktion (nicht in dB!)
Grundwelle			
1. Oberwelle			
2. Oberwelle			

Tabelle 5.3 Verstärkung

Das Ergebnis veranschaulicht Ihnen die Antwort auf die Frage “Weshalb unterscheiden sich die drei Frequenzen?” von "**Aufgabe 1b Der Invertierende Integrator, Offsetkompensation**".

5.2 Aufgabe 2: Addierer / Fouriersynthese

Bild 5.5 zeigt die Schaltung eines Umkehraddierers für zwei Eingangsspannungen u_1 und u_2 .

**Bild 5.5** Addiererschaltung

Bestimmen Sie $u_{out} = f(u_1, u_2)$.

Antwort:

$$u_{out} =$$

5. Kapitel: Durchführung des Versuches

Nach Gl. (4.33) auf Seite 14 lässt sich ein Dreieckssignal aus mehreren, gewichteten Sinussignalen zusammensetzen. Synthetisieren Sie mit Hilfe des Umkehraddierers eine symmetrische Dreiecksspannung der Frequenz $f=100\text{Hz}$ und der Amplitude $\hat{u} = 7.5\text{V}$ aus der Grundwelle und der ersten Oberwelle.

Gehen Sie wie folgt vor:



- Bestimmen Sie nach Gl. (4.33) die Amplituden der Grundwelle $\hat{u}_{\Delta}(\omega)$ und der 1. Oberwelle $\hat{u}_{\Delta}(3\omega)$.
- Stellen Sie am ersten Funktionsgenerator zuerst die genaue Frequenz und Amplitude (offsetfrei) der Grundwelle ein, dann mit dem zweiten Generator die 1. Oberwelle, ebenfalls möglichst offsetfrei und speisen Sie beide Signale in den Addierer.

Für die endgültige Darstellung verwenden Sie bitte folgende Einstellungen:

- CH0 für die Darstellung der Grundwelle, CH1 für die 1. Oberwelle und CH2 für die Summe beider Signale
- Displaymode Dual. Im oberen Diagramm CH2, im Unteren CH0 und CH1
- Triggern Sie manuell, positiv bei einer Schwelle von 0V auf CH0. Displaysize: 2048, Samplerate: 50k

$\hat{u}_{\Delta}(\omega) =$ _____

$\hat{u}_{\Delta}(3\omega) =$ _____

Wenn Sie alles richtig gemacht haben, sollten sich die beiden Sinussignale nur minimal gegeneinander bewegen. Im oberen Diagramm erscheint ein mehr oder weniger verzerrtes Dreieckssignal als Summe beider Sinussignale.

Hinweis:



Da die beiden Funktionsgeneratoren nicht synchronisiert sind, ist die Phasenlage der beiden Sinussignale zufällig. Verändern Sie die Phase durch Änderung der Frequenz der 1. Oberwelle mit dem Drehregler im 0.1Hz Bereich, bis Sie die richtige Phasenlage haben.

Wie muss die Phasenlage beider Sinus-Signale sein, damit ein korrektes Dreieckssignal entsteht?

Weshalb hat die Signalamplitude der Dreiecksfunktion nicht die geforderten $\hat{u} = 7.5\text{V}$?

Antwort:



Frieren Sie das Bild bei der richtigen Phasenlage im Triggermenü mit "CONT" ein und erstellen Sie einen Ausdruck.

Lassen Sie Ihr Ergebnis überprüfen!

Überprüfen Sie Ihre Einstellungen selbst, indem Sie sich das Spektrum der von Ihnen synthetisierten Dreieckfunktion ansehen. Sind die Amplituden bei 100Hz und bei 300Hz korrekt? Vergessen Sie nicht den Normierungsfaktor $\sqrt{2\pi}$.

“Spielen” Sie noch ein wenig mit der Addiererschaltung. Verändern Sie die Frequenz und die Amplitude der Signale. Die stehenden Bilder erhalten Sie, wenn die Frequenzen Vielfache voneinander sind. Variieren Sie auch die Signalform.

5.3 Aufgabe 3: Subtrahierer

Bild 5.6 zeigt die Schaltung eines Subtrahierers.

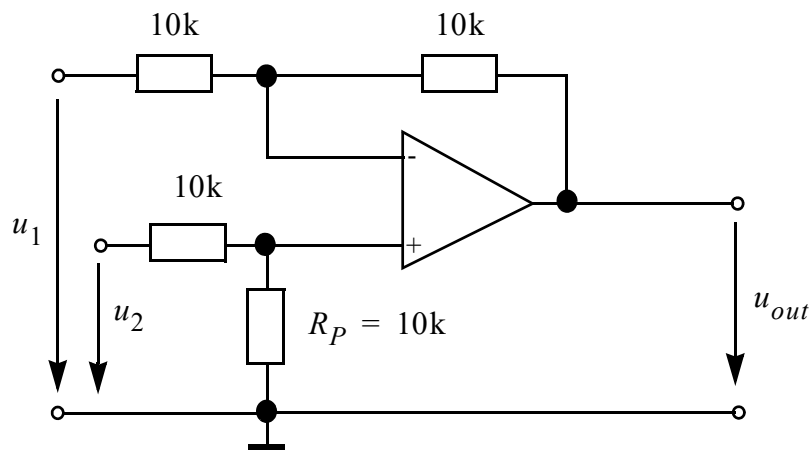


Bild 5.6 Subtrahierer

Aufgabe 3a

Ermitteln Sie die Gleichtaktunterdrückung und den Eingangswiderstand des OP aus dem Datenblatt im Anhang. Müssen Sie den Einfluss von Gleichtaktunterdrückung und Eingangswiderstand in der Schaltung nach Bild 5.6 berücksichtigen? Begründung!

Wie lautet der Zusammenhang $u_{out} = f(u_1, u_2)$ zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung?

Antwort:

$$u_{out} =$$

$$CMRR =$$

$$R_i =$$

Begründung:

Die Subtrahierfunktion der Schaltung lässt sich am besten zeigen, wenn man $u_1 = u_2$ wählt, da dann die Ausgangsspannung $u_{out} = 0V$ sein muss.

5. Kapitel: Durchführung des Versuches

Speisen Sie $u_1 = 6V \cdot \sin(2\pi ft)$, $f = 200\text{Hz}$ mit dem **ersten** Funktionsgenerator und $u_2 = 6V \cdot \sin(2\pi ft)$, $f = 200\text{Hz}$ mit dem **zweiten** Generator in die Subtrahierschaltung ein.

Oszillografieren Sie u_{out} mit dem **Oszilloskop**, nicht mit SCOPE.

Weshalb messen Sie ein deutlich von 0V abweichendes Ausgangssignal?

Antwort:

Aufgabe 3b

Speisen Sie nun u_1 und u_2 aus demselben Generator mit denselben Einstellungen für Amplitude und Frequenz wie zuvor und oszillografieren Sie u_{out} mit dem Oszilloskop.

Hinweise:



- Verwenden möglichst kurze Verbindungskabel für die Verkabelung auf der OP-Box.
- Messen Sie im 2 Kanalbetrieb - chopper und triggern Sie auf u_1 , da u_{out} sehr klein ist und es sich daher schlecht auf u_{out} triggern lässt.
- Verwenden Sie den Offsetabgleich um ein symmetrisches Ausgangssignal u_{out} zu bekommen.

Bestimmen Sie die Amplitude $\hat{u}_{out}$ des verrauschten Ausgangssignales.

Haben Sie eine Vermutung, weshalb die Ausgangsspannung zwar sehr klein, jedoch wiederum nicht 0V ist?

Antwort:

$$\hat{u}_{out} \approx \text{_____} \text{ mV}$$

Aufgabe 3c

Modifizieren Sie die Subtrahierschaltung, indem Sie in Serie zu R_P das 1kOhm Potentiometer so schalten wie in Bild 5.7 dargestellt.

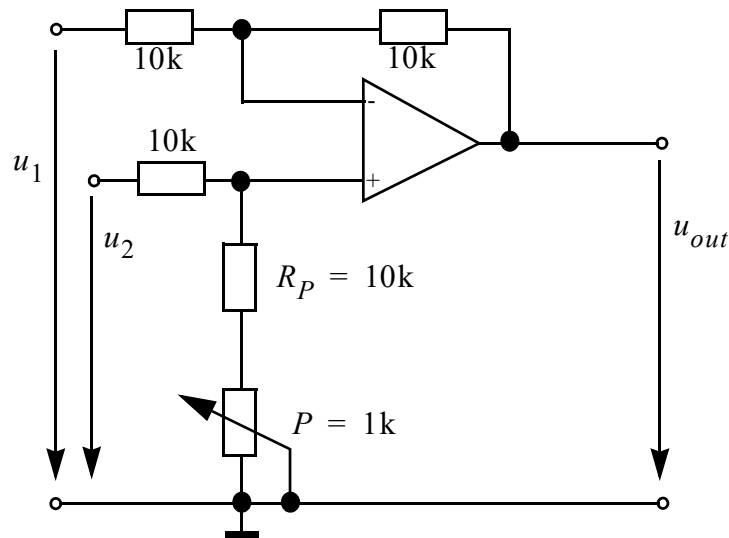


Bild 5.7 Modifizierter Subtrahierer

Durch das Potentiometer können Sie R_P um 10% vergrößern. Speisen Sie wiederum u_1 und u_2 aus demselben Generator mit denselben Einstellungen für Amplitude und Frequenz wie zuvor und oszilografieren Sie u_{out} mit dem Oszilloskop.

Hinweis: Verwenden Sie vor der Verkabelung das Ohmmeter, um das Poti richtig einzustellen.



Um wie viel Prozent ändern Sie damit $\hat{u}_{out}$?

Geben Sie nun die Antwort, weshalb die Subtrahierschaltung bei der Einspeisung des identischen Signals nicht 0V am Ausgang liefern kann.

Antwort:

Aufgabe 3d

Die bisherigen Messungen haben Sie mit dem Oszilloskop gemacht, da das Messsignal sehr klein und verrauscht ist, und die Darstellung von kleinen, hochfrequent verrauschten Signalen mit der PC-Messkarte zu falschen Messergebnissen führen kann. Nachfolgender Versuch soll Ihnen die Problematik verdeutlichen.

Entfernen Sie das 1kOhm Potentiometer wieder aus der Schaltung. Messen Sie nun Eingangs- und Ausgangsspannung mit dem Programm SCOPE. Verwenden Sie folgende Einstellungen:

- Display Mode: 2 Diagramme, oben Scope CH0/Autoscale, Unten Scope CH1/Normalscale
- Legen Sie u_{out} auf CH0 und u_1 auf CH1
- Trigger auf CH1 bei 0V
- Displaysize: **512**
- Samplerate: **100k**

Achtung: im Configure Menü dürfen nur 2 Kanäle aktiv sein!



Im oberen Diagramm können Sie nun das Ausgangssignal beobachten. Es ist so klein, dass bereits die Quantisierungsstufen der Analog-/Digitalwandlung sichtbar werden. Es entstehen **Quantisierungsfehler**.

Wie groß ist eine Quantisierungsstufe?

Antwort:

$$\Delta u_q =$$

Beachten Sie: Der Signalverlauf entspricht nicht dem Originalsignal. Der PC belügt Sie!

Um selbst kleine Signale korrekt erfassen zu können, benötigen digitale Messkarten Vorverstärker, die nicht selten in der Form von Operationsverstärkern ausgeführt sind.

Die Messkarte in Ihrem PC besitzt einen solchen Vorverstärker. Schalten Sie diesen für CH0 ein, indem Sie über das Menü **MAIN - CONFIGURE - CHANNEL 0** den Wert für **GAIN** auf **8** setzen. Verlassen Sie die Konfiguration wieder über **MAIN - SCOPE**.

Die Quantisierungsstufen sind nun um den Faktor 8 verringert. Im Gegensatz zum Oszillogramm auf dem analogen Oszilloskop erscheint das Signal jedoch nur wenig verrauscht.

Sie haben unbewusst das Signal gefiltert, indem Sie die Abtastrate/Samplerate auf 20kHz gesetzt haben. Nach dem Abtasttheorem muss zur exakten digitalen Darstellung eines analogen Signales die Abtastrate mindestens doppelt so hoch sein wie der höchste im Signal vorkommende Frequenzanteil. Die PC-Messkarte beherrscht im 2-Kanal Betrieb eine maximale Samplerate von ~166KHz. Daher wird Ihr Signal und das Rauschen nur bis ca. 83kHz erfasst. **Es entsteht ein Fehler durch Unterabtastung.**

Variieren Sie die Abtastrate und beobachten Sie das Resultat.



Stellen Sie die Verstärkung des CH0 der PC-Messkarte wieder auf 1 zurück!

Als Ingenieur sollten Sie daher immer ein Gefühl dafür haben, welche Größenordnung Ihre zu messenden Signale haben. Insbesondere die Messung mit digitalen Messgeräten verleitet zu fehlerhaften Messungen!

Bild 5.8 zeigt ein hochauflösendes Oszillogramm der Ausgangsspannung des Subtrahierers. Man erkennt recht deutlich das Rauschen (bis ca. 50MHz erfasst), welches auf dem analogen Oszilloskop nur durch das unscharfe Signal zu erkennen war und mit der PC-Messkarte nicht korrekt dargestellt werden kann.

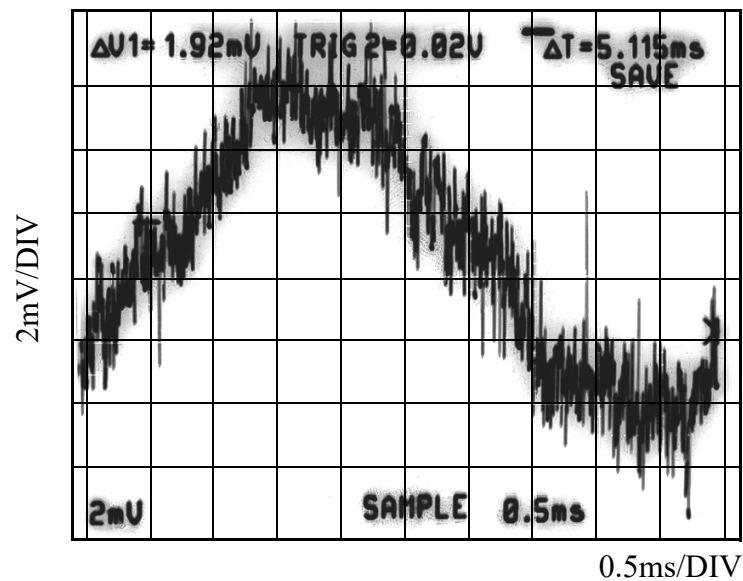


Bild 5.8 Hochauflösendes Oszillogramm der Ausgangsspannung des Subtrahierers mit einer Abtastrate von **100MHz**.

5.4 Aufgabe 4: Differenzierer

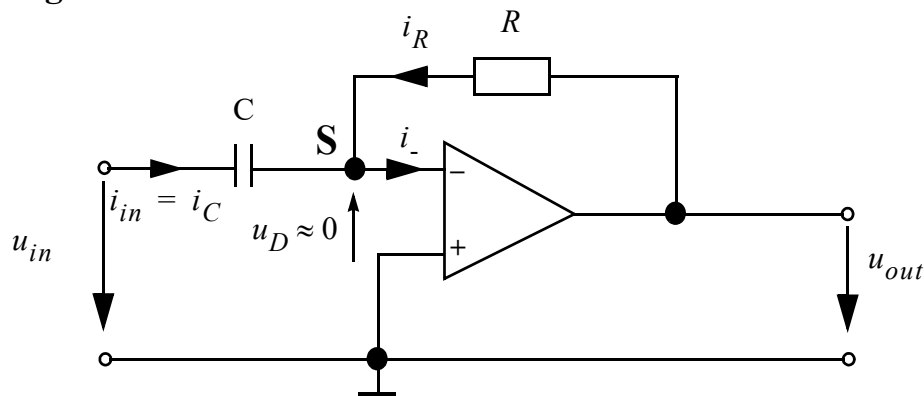


Bild 5.9 Differenzierschaltung

Dimensionieren Sie die Differenzierschaltung nach Bild 5.9 so, dass der Betrag der Verstärkung für harmonische Schwingungen der Frequenz $f = 159\text{Hz}$ gleich Eins wird. Wählen Sie R und C .

Dimensionierung:

$R =$

$C =$

5. Kapitel: Durchführung des Versuches

Bauen Sie den Differenzierer auf und speisen Sie ihn nacheinander mit einer periodischen Sinus-, Dreieck- und Rechteckspannung der Amplitude 400mV und der Frequenz $f = 159\text{Hz}$.

Oszillografieren Sie Eingangs- und Ausgangsspannung parallel mit dem analogen Oszilloskop und mit der PC-Messkarte. Vergleichen Sie die Darstellung des Ausgangssignal auf dem Oszilloskop mit der Darstellung des Ausgangssignales auf SCOPE.

Welchen Unterschied der Darstellungen können Sie erkennen, wenn Sie die Samplerate bei SCOPE variieren?

Antwort:

Beenden Sie das Programm Scope, löschen Sie ggf. Datendateien vom Desktop und melden Sie sich am PC ab (nicht Herunterfahren)

Reinigen Sie bitte die Arbeitsfläche ggf. von Radiergummi-Krümeln.

ETGP - Versuchsfeedback

Versuch: Operationsverstärker II

Datum: _____

1. Was hat Dir an diesem Versuch gefallen?
2. Gibt es Fehler/Unklarheiten im Skript? Wenn ja, welche?
3. Konnten die Betreuer gestellte Fragen klären?
4. Gibt es etwas, das Du bei diesem Versuch ändern würdest?
5. Sonstige Anmerkungen

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

- | | |
|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> ● Low Power Consumption ● Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges ● Low Input Bias and Offset Currents ● Output Short-Circuit Protection ● Low Total Harmonic Distortion
... 0.003% Typ | <ul style="list-style-type: none"> ● Low Noise
$V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at $f = 1 \text{ kHz}$ ● High Input Impedance . . . JFET Input Stage ● Internal Frequency Compensation ● Latch-Up-Free Operation ● High Slew Rate . . . 13 V/μs Typ ● Common-Mode Input Voltage Range
Includes V_{CC+} |
|--|---|

description/ordering information

The JFET-input operational amplifiers in the TL07x series are similar to the TL08x series, with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07x series ideally suited for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages integrated on a single monolithic chip.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from –40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of –55°C to 125°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.


**TEXAS
INSTRUMENTS**

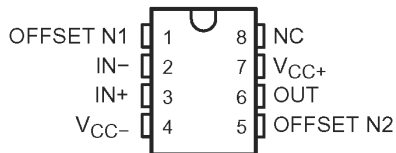
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2005, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

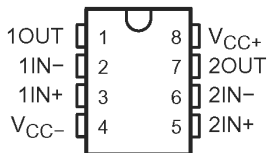
TL071, TL071A, TL071B, TL072 **TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B** **LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

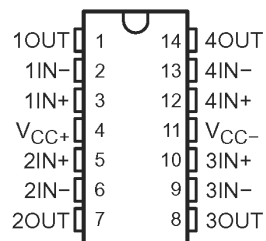
TL071, TL071A, TL071B
D, P, OR PS PACKAGE
(TOP VIEW)



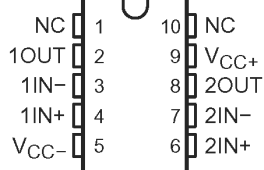
TL072, TL072A, TL072B
D, JG, P, PS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



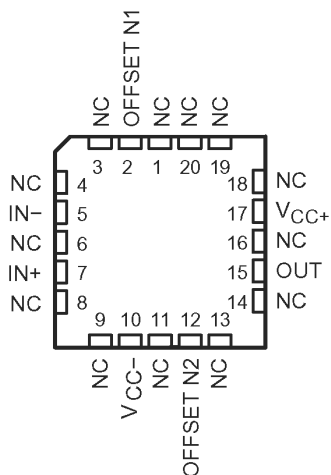
TL074A, TL074B
D, J, N, NS, OR PW PACKAGE
TL074 . . . D, J, N, NS, PW,
OR W PACKAGE
(TOP VIEW)



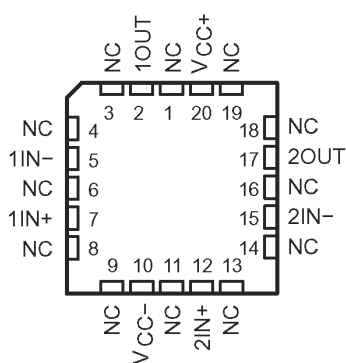
TL072
U PACKAGE
(TOP VIEW)



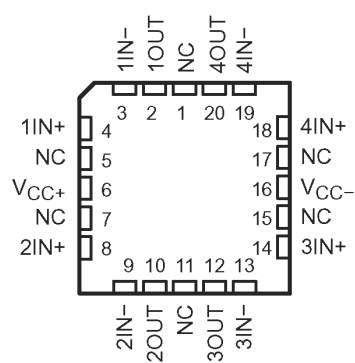
TL071
FK PACKAGE
(TOP VIEW)



TL072
FK PACKAGE
(TOP VIEW)

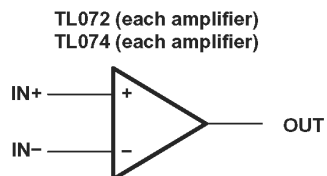
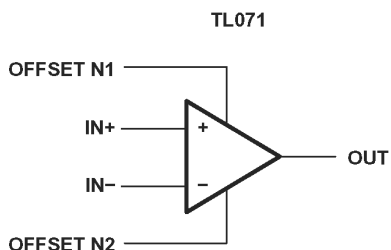


TL074
FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

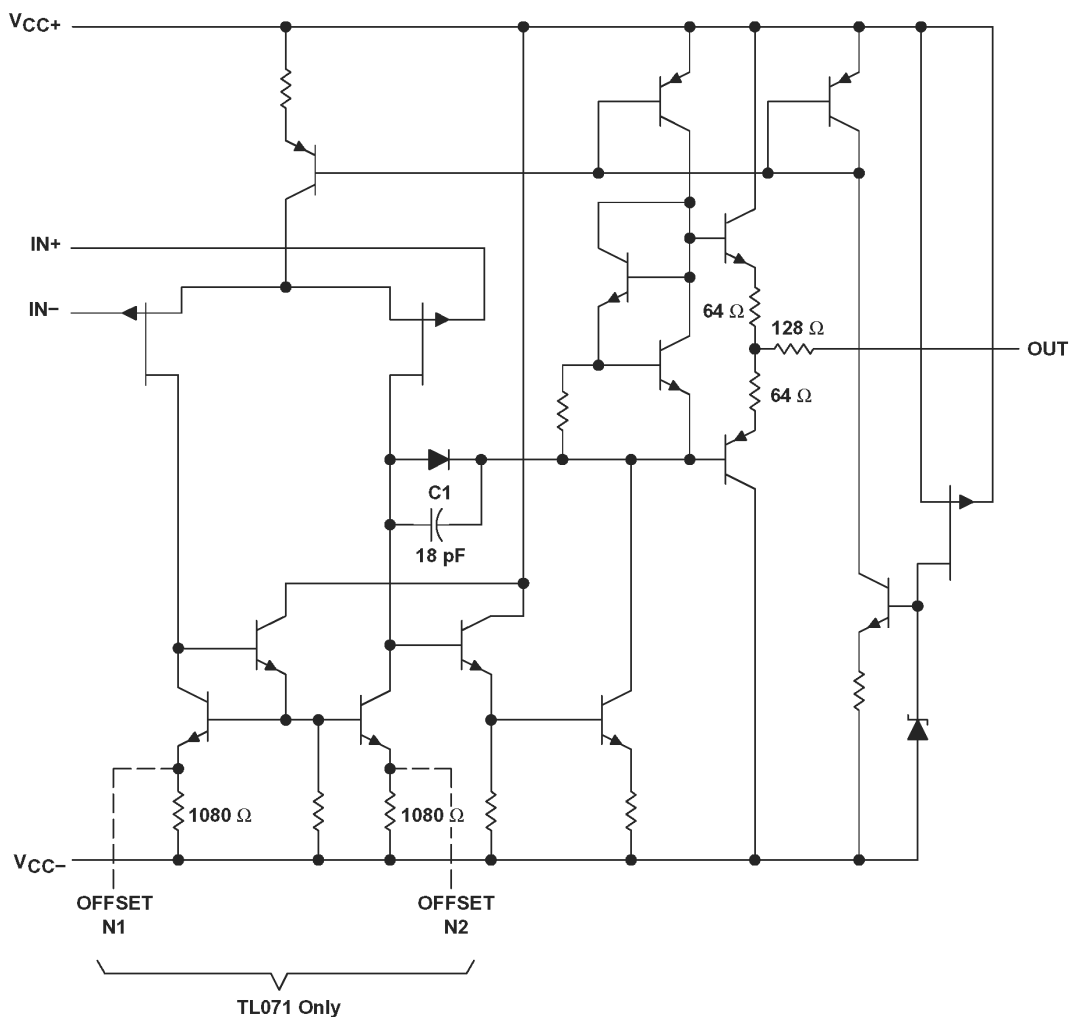
symbols



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

schematic (each amplifier)



All component values shown are nominal.

COMPONENT COUNT†			
COMPONENT TYPE	TL071	TL072	TL074
Resistors	11	22	44
Transistors	14	28	56
JFET	2	4	6
Diodes	1	2	4
Capacitors	1	2	4
epi-FET	1	2	4

† Includes bias and trim circuitry



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

electrical characteristics, $V_{CC} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T _A ‡	TL071C TL072C TL074C			TL071AC TL072AC TL074AC			TL071BC TL072BC TL074BC			TL071I TL072I TL074I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IO}	V _O = 0, R _S = 50 Ω	25°C	3	10	6	3	10	6	2	3	6	3	6	8	mV
α _{V_{IO}}	V _O = 0, R _S = 50 Ω	Full range		13	7.5										
Temperature coefficient of input offset voltage		Full range		18											μV/°C
I _{IO}	V _O = 0	25°C	5	100	5	100	5	100	5	100	5	100	5	100	pA
		Full range		10	2						2			2	nA
I _{IB}	V _O = 0	25°C	65	200	65	200	65	200	65	200	65	200	65	200	pA
		Full range		7	7						7			20	nA
V _{ICR}		25°C	±11	-12 to 15	±12 ±13.5	±11	-12 to 15	±12 ±13.5	±11	-12 to 15	±12 ±13.5	±11	-12 to 15	±12 ±13.5	V
V _{OM}	R _L = 10 kΩ	25°C	±12	±13.5	±12 ±13.5	±12	±13.5	±12 ±13.5	±12	±13.5	±12 ±13.5	±12	±13.5	±12 ±13.5	V
	R _L ≥ 10 kΩ	Full range	±12		±12	±12		±12	±12		±12	±12		±12	V
	R _L ≥ 2 kΩ		±10		±10	±10		±10	±10		±10	±10		±10	V
A _V D	V _O = ±10 V, R _L ≥ 2 kΩ	25°C	25	200	50	200	50	200	50	200	50	200	50	200	V/mV
		Full range	15		25	25		25	25		25	25		25	V/mV
B ₁		25°C	3		3	3		3	3		3	3		3	MHz
f _i		25°C	10 ¹²		10 ¹²	10 ¹²		10 ¹²	10 ¹²		10 ¹²	10 ¹²		10 ¹²	Ω
CMRR	V _{IC} = V _{ICR} min, V _O = 0, R _S = 50 Ω	25°C	70	100	75	100	75	100	75	100	75	100	75	100	dB
ksVR	V _{CC} = ±9 V to ±15 V, V _O = 0, R _S = 50 Ω	25°C	70	100	80	100	80	100	80	100	80	100	80	100	dB
I _{CC}	V _O = 0, No load	25°C	1.4	2.5	1.4	2.5	1.4	2.5	1.4	2.5	1.4	2.5	1.4	2.5	mA
V _{O1} /V _{O2}	A _{VD} = 100	25°C	120		120	120		120	120		120	120		120	dB

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage, unless otherwise specified.

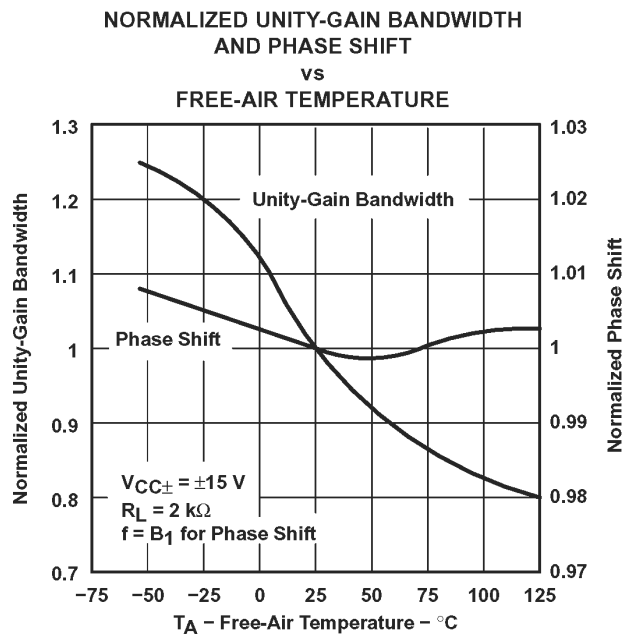
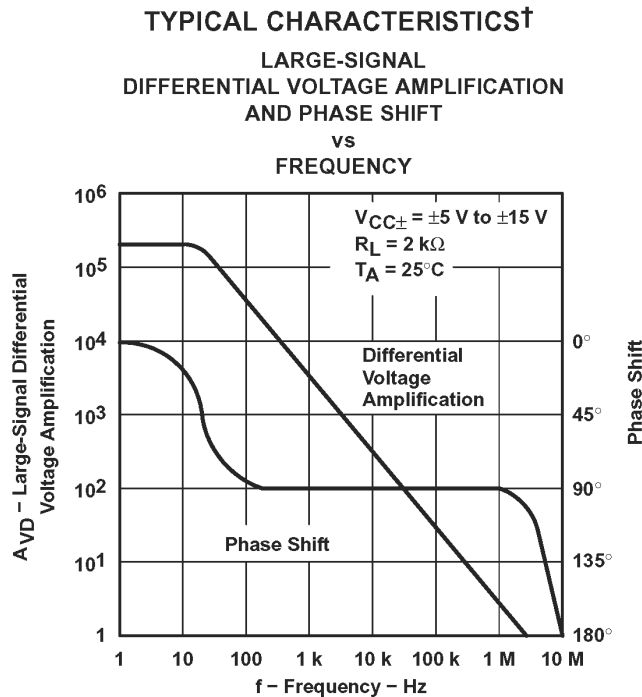
‡ Full range is T_A = 0°C to 70°C for TL07_C, TL07_AC, TL07_BC and is T_A = -40°C to 85°C for TL07_I.

§ Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 4. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005



† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

-

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Messdatenerfassung mit LabVIEW

Entwurf eines Neigungsmessgerätes

von
Dr.-Ing. A. Teltschik

Inhaltsverzeichnis

Lernziele	3
Literatur	3
Geräte & Software	3
Theoretische Grundlagen	4
4.1 Einleitung.....	4
4.2 Aufbau der LabVIEW Entwicklungsumgebung.....	6
4.2.1 VI Front Panel, Block Diagram und Icon.....	6
4.2.1.1 Erstellen des Front Panel und des Block Diagram	7
4.2.2 Werkzeugpalette, Symbolleisten, Kontext-Hilfe und Tastenkürzel.....	9
4.2.2.1 Die Werkzeugpalette	9
4.2.2.2 Die Symbolleiste und die Kontext-Hilfe	10
4.2.2.3 Tastenkürzel.....	11
4.2.3 Erstellen eines SubVI	11
4.2.4 Arrays und Cluster.....	13
4.2.5 While-Schleife und Shift Register.....	13
4.2.6 Case-Struktur.....	14
4.3 DAQ - Assistant	15
4.4 Sensorkenngrößen und Fehlerfortpflanzung.....	18
4.4.1 Messgleichung und Schätzung der Sensorkenngrößen	18
4.4.2 Fehlerfortpflanzung	19
Versuchsteil	21
5.1 Aufgabe 1: Modellbildung.....	21
5.2 Aufgabe 2: VI zur Winkelumrechnung.....	24
5.3 Aufgabe 3: VI mit MathScript	26
5.4 Aufgabe 4: VI zur Bestimmung der Sensorkennndaten	27
5.5 Aufgabe 5: VI zur Neigungsmessung	29
5.6 Aufgabe 6: VI zur Untersuchung der Fehlerfortpflanzung.....	31
ETGP - Versuchsfeedback	35
Anhang A Datenblatt MMA1260	37

5 Versuchsteil

Ihre Aufgabe besteht darin, ein System zur Neigungswinkelmessung unter Verwendung eines Beschleunigungssensors zu entwickeln. Die Datenerfassung und -verarbeitung erfolgt mit der grafischen Programmiersprache LabVIEW.

Auf der ELVIS-Plattform befindet sich der in Bild 5.1 abgebildete Neigungstisch mit dem Beschleunigungssensor-Baustein, dessen Datenblatt Sie im Anhang A ab Seite 37 finden. **In seltenen Fällen kann es vorkommen, dass der Selbsttest des Beschleunigungssensors einen internen Fehler detektiert.** Dies wird durch das Aufleuchten der roten Störungs-LED angezeigt. Sie können den Sensor zurücksetzen durch Drücken des Reset-Tasters. Danach muss die LED wieder dunkel werden.

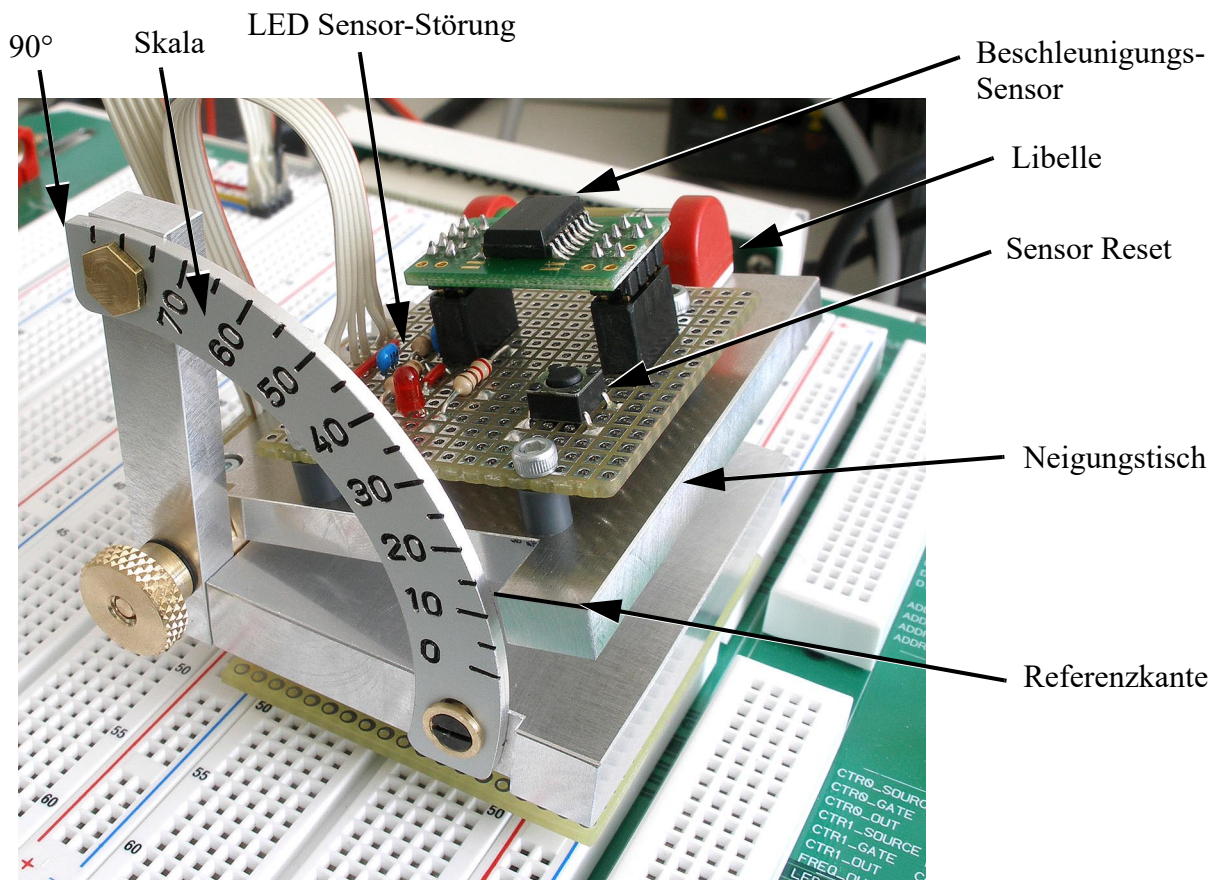


Bild 5.1 Neigungstisch mit Beschleunigungssensor

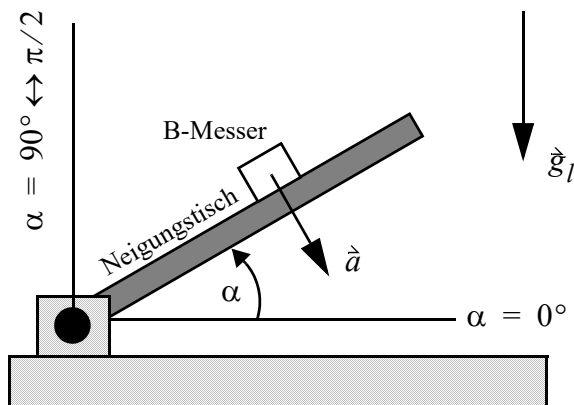
Über die Libelle können Sie die Horizontale überprüfen. Über eine gedachte Verlängerung der Referenzkante zur Skala können Sie den Neigungswinkel manuell ablesen.

5.1 Aufgabe 1: Modellbildung

Bild 5.2 zeigt ein Modell des Neigungstisches, auf dem der Beschleunigungsmesser (B-Messer) montiert ist. Je nach Neigungswinkel α ist die sensitive Achse $\vec{a}$ gegenüber der Richtung der lokalen Erdgravitation $\vec{g}_l$ verdreht.

5. Kapitel: Versuchsteil

Stellen Sie den Neigungswinkel $\alpha \in [0 \dots \pi/2]$ als Funktion der vom Sensor gemessenen Beschleunigung $a = |\vec{a}|$ und der lokalen Erdbeschleunigung $g_l = |\vec{g}_l|$ dar.



Lösung:

$$\alpha =$$

Bild 5.2 Modell des Neigungstisches

Entnehmen Sie aus dem Datenblatt des Beschleunigungssensors (s. Anhang A ab Seite 37) die minimalen, maximalen und die typischen Werte für die Offsetspannung, das Messrauschen und die Empfindlichkeit bei 25°C.

	minimal	typisch	maximal	physik. Einheit
Offsetspannung u_{off}				V
Empfindlichkeit S				V/g
Messrauschen η_{RMS}				mVrms

Tabelle 5.1 Sensorkenndaten

Bestimmen Sie die lineare Messgleichung des Beschleunigungssensors **analytisch** als Funktion von a , und den Sensorkenndaten u_{off} und S . Die Dimension der Ausgangsspannung sei Volt. Die Beschleunigung a soll in der Einheit m/s^2 in die Messgleichung eingesetzt werden können. Verwenden Sie dazu den Zusammenhang $1g = 9.80665 m/s^2$.

Messgleichung:

$$\tilde{u}(S, a, u_{off}) =$$



Prüfen Sie Ihr Ergebnis auf Plausibilität, indem Sie die Einheiten vergleichen (Erhalten Sie Volt?!).

Die mittlere Erdbeschleunigung beträgt $9.80665 m/s^2$. Führen Sie eine “worst-case“-Betrachtung für eine Umgebungstemperatur von 25°C durch. Welcher maximale Spannungswert kann am Sensorausgang erreicht werden? Welcher minimale Spannungswert kann erreicht werden, wenn keine Beschleunigung einwirkt (z. B. im Weltall)?

Antwort:

$$\tilde{u}_{max} =$$

$$\tilde{u}_{min} =$$

Bei der Modellierung des Neigungstisches haben Sie den Neigungswinkel α als Funktion der Beschleunigung a ermittelt. Substituieren Sie a durch ihre Messgleichung, so dass Sie den **Neigungswinkel als Funktion der Spannung $\tilde{u}$** erhalten. Lösen Sie zuerst die Messgleichung nach a auf.

Hinweis: Unterscheiden Sie sorgfältig zwischen der konstanten Bezugsgröße “1g” und der lokalen Erdbeschleunigung g_l , die von der Erdgeometrie und der Position abhängt (s. Gl. (5.1)).

**Lösung:**

$$a(\tilde{u}) =$$

$$\alpha(\tilde{u}) =$$

Die Messgleichung für $\alpha(\tilde{u})$ ist bedingt durch die trigonometrische Funktion hochgradig nicht-linear. Bestimmen Sie die Empfindlichkeit $S_\alpha = \frac{d\alpha}{d\tilde{u}}$:

Lösung:

$$S_\alpha =$$

Hinweis:

$$\frac{d}{dx}(\arccos(x)) = -\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$$

Bedingt durch die Geometrie der Erde, der Erdrotation und der damit verbundenen Zentrifugalkraft ist die lokale Erdgravitation g_l eine Funktion des Erdradius R , der Höhe h über dem Meeresspiegel und der geographischen Breite φ . Eine gute Näherungsformel für g_l ist durch Gl. (5.1) gegeben:

5. Kapitel: Versuchsteil

$$g_l(\varphi, h) = g_0 \cdot \frac{1 + g_1 \cdot (\sin \varphi)^2 + g_2 \cdot (\sin(2\varphi))^2}{\left(1 + \frac{h}{R}\right)^2} \quad \text{Gl. (5.1)}$$
$$\varphi \in \left[-\frac{\pi}{2} \dots +\frac{\pi}{2}\right]$$
$$\begin{aligned} R &= 6378137.0 \text{ m} \\ g_0 &= 9.780318 \text{ m/s}^2 \\ g_1 &= 5.3024 \cdot 10^{-3} \\ g_2 &= -5.9 \cdot 10^{-6} \end{aligned}$$

Quelle: D. H. Titterton, J. L. Weston: Strapdown Inertial Navigation Technology, ISBN 978-0-86341-358-2

5.2 Aufgabe 2: VI zur Winkelumrechnung

In Programmiersprachen werden die Argumente der Trigonometrischen Funktionen (sinus, kosinus, tangens) im Bogenmaß (rad) angegeben. Der Mensch kann jedoch mit Winkelangaben im Gradmaß besser umgehen. Wird beispielsweise eine Steigung mit 10° angegeben, so haben wir davon eine gute Vorstellung. Wird dagegen dieselbe Steigung mit 0.175 rad angegeben, so können wir uns nur schwer etwas darunter vorstellen.

Erstellen Sie als erstes ein VI zur Umrechnung eines Winkels vom Bogenmaß in das Gradmaß. Melden Sie sich hierzu am PC mit folgenden Anmeldedaten an:

- Domäne: **ETGP**
- Benutzername: **lab1**
- Kennwort: **lab1**



Starten Sie LabVIEW durch einen Doppelklick auf . Nach dem Start von LabVIEW wird das nachfolgend dargestellte Dialogfeld angezeigt, in dem Sie u. A. Startinformationen und die zuletzt bearbeiteten VIs finden. Öffnen Sie ein neues, leeres VI über den FILE - New VI Dialog oder Strg-N.

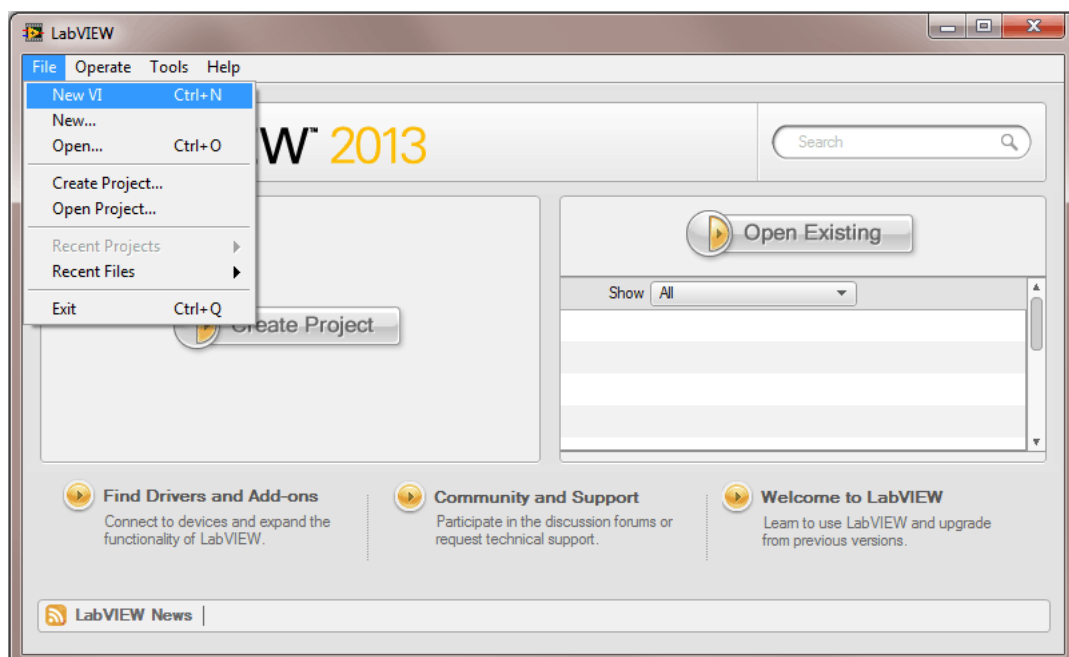


Bild 5.3 LabVIEW Start Dialogfeld

Erstellen Sie das VI, wie in Bild 5.4 abgebildet.

Hinweise:

- Verbindungen im **Block Diagram** erstellen Sie mit dem  Werkzeug.
- Mit **Strg-H** schalten Sie die Kontext-Hilfe ein. Abhängig von der Position Ihres Mauszeigers bekommen Sie den kontextbezogenen Hilfetext angezeigt.
- Der Mauszeiger ändert sich dynamisch in Abhängigkeit seiner Umgebung. Wenn Sie damit nicht zurecht kommen, können Sie über die Tools Palette die manuelle Werkzeugwahl aktivieren: Menüleiste **View – Tools Palette**.
- Für das Front Panel benötigen Sie ein **Numeric Control** und ein **Numeric Indicator**. Sie finden beide in der **Controls – Numeric** - Palette, die Sie mit einem rechten Mausklick in das graue Feld des Front Panels öffnen (s. auch Abschnitt 4.2.1.1 auf Seite 7).
- Für das Block Diagram benötigen Sie die **Multiply** und die **Divide** Funktion sowie eine **Numeric Constant**. Sie finden alles in der **Functions – Numeric** - Palette. Die konstante π finden Sie in der **Functions – Numeric – Math Constants** - Palette. Die **Functions** - Palette öffnen Sie durch einen Rechtsklick in die weiße Fläche des Block Diagram.

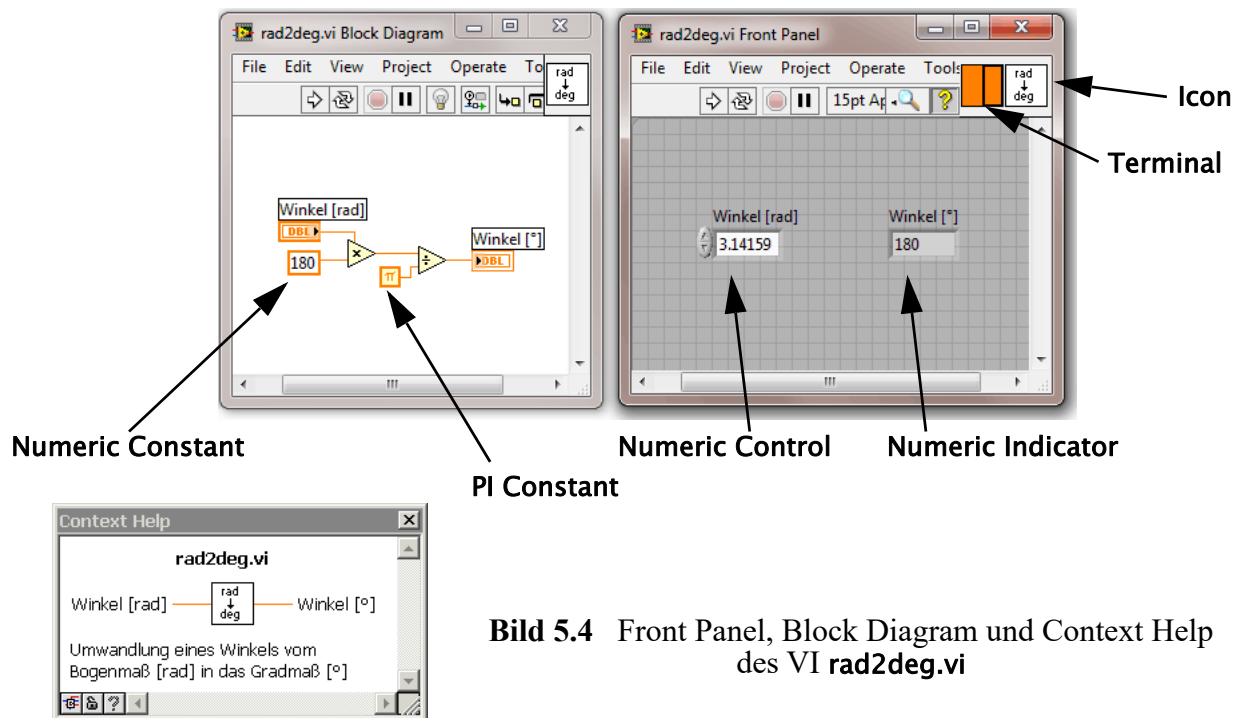


Bild 5.4 Front Panel, Block Diagram und Context Help des VI **rad2deg.vi**

Überprüfen Sie die Funktionsweise Ihres VI durch geeignete Eingabewerte. Über den  **Run** - Knopf starten Sie die Ausführung. Aktivieren Sie testweise die  **Highlight Execution** Funktion zur Visualisierung des Datenflusses im **Block Diagram** während der Ausführung.

Erstellen Sie nun ein Sub-VI Icon, verbinden Sie die Icon-Terminal und editieren Sie die VI description, wie in Abschnitt 4.2.3 auf Seite 11 beschrieben. Speichern Sie das VI unter dem Namen **rad2deg.vi** auf dem Desktop. Wenn Sie alles richtig gemacht haben sollten Sie im Fenster Context Help eine ähnliche Anzeige wie in Bild 5.4 dargestellt erhalten, sobald Sie mit der Maus über das Icon im **Front Panel** fahren.

Erstellen Sie auf analoge Weise eine VI zur Umrechnung des Winkels **von Grad nach rad**. Speichern Sie das VI unter dem Namen **deg2rad.vi** auf dem Desktop.

5.3 Aufgabe 3: VI mit MathScript

Für die Programmierung komplexerer mathematischer Ausdrücke steht Ihnen in LabVIEW der MathScript Node zur Verfügung. Erstellen Sie ein VI zur Berechnung der Erdbeschleunigung nach Gl. (5.1). Die Eingabe der geographischen Breite soll dabei in Grad erfolgen. Bild 5.5 zeigt die Grundstruktur, die Sie noch vervollständigen müssen.

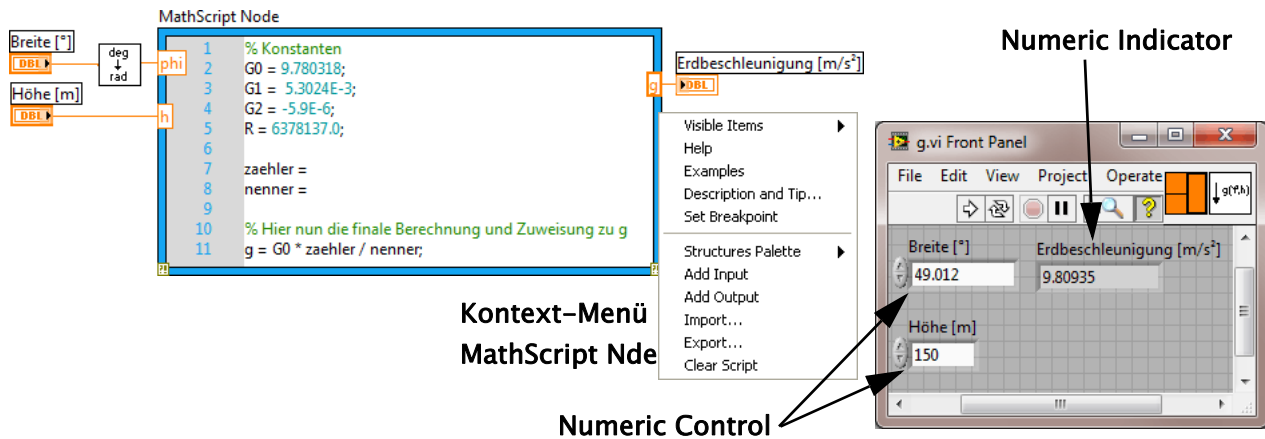


Bild 5.5 Front Panel und Block Diagramm des VI g.vi



Hinweise:

- Den **MathScript** Node finden Sie in **Functions – Mathematics – Script & Formula**.
- Ein- und Ausgänge von Variablen zum MathScript Node erhalten Sie über das Kontext-Menü (Rechtsklick auf den MathScript Rahmen) und der Auswahl **Add Input / Add Output**.
Versehen Sie die Ein-/Ausgänge mit den Namen **phi**, **h**, und **g**. Über diese Namen können Sie innerhalb des Skripts auf die Variablen zugreifen.
- Verwenden Sie zur Umrechnung vom Gradmaß ins Bogenmaß das in Aufgabe 2 erstellte VI. Sie können es einfügen durch die Auswahl von **Select a VI ...** in der **Functions – Palette**.
- Die Realisierung der Potenzfunktion in MathScript erfolgt durch das '^'-Symbol. Beispiel: $y=x^2$ wird zu $y=x^2$. Die Funktionen Sinus und Kosinus heißen **sin(x)**, **cos(x)**.
- Jede Zeile im MathScript muss mit einem Semikolon (;) abgeschlossen sein!

Erstellen Sie auch hier ein Icon, verbinden Sie die Icon-Terminal und editieren Sie die VI description. Speichern Sie das VI unter dem Namen **g.vi** auf dem Desktop.

Bestimmen Sie die Erdbeschleunigung für folgende Orte:

Ort	geographisch Breite [°]	Höhe über dem Meer [m]	Erdbeschleunigung [m/s ²]
Mount Everest	28°	8850m	
Nairobi	0°	1600m	
Karlsruhe (ETGP)	49°	160m	
Nordpol	90°	0m	

Tabelle 5.2 Verschiedene Erdbeschleunigungen

5. Kapitel: Versuchsteil

D. h. Sie bekommen 4 Mal pro Sekunde eine Einzelmessung mit 200 Messwerten, die Sie wie folgt verarbeiten sollen:

- Berechnen Sie den **Mittelwert** und das **Messrauschen** (σ) der Einzelmessung und verbinden Sie die Ergebnisausgabe mit dem entsprechenden **Indicator**.
- Berechnen Sie den Mittelwert der Mittelwerte der N Einzelmessungen und verbinden Sie die Ergebnisausgabe mit dem entsprechenden **Indicator**.



Hinweis:

Sie finden die geeigneten VIs in der Palette **Functions – Mathematics – Probability & Statistics**.

Bevor Sie das VI ausführen, überprüfen Sie bitte die Einstellungen des **DAQ-Assistent**. Ein Doppelklick auf dessen Icon öffnet den entsprechenden Konfigurationsdialog. Die Parameter sollten wie folgt eingestellt sein:

- Configuration - **Signal Input Range Max – Min:**
Wählen Sie hier die von Ihnen in Aufgabe 1 ermittelten Werte. Runden Sie zur Sicherheit beim Maximalwert auf die **nächstgrößere, ganzzahlige Voltzahl** und beim Minimalwert auf die **nächstkleinere, ganzzahlige Voltzahl**.
- Configuration Channel Settings - **Scaled Units: Volt**
- Configuration Channel Settings- **Terminal Configuration: RSE**
- Configuration Channel Settings - **Custom Scaling: <no Scale>**
- Configuration Timing Settings - **Acquisition Mode – N Samples**
- Configuration Timing Settings - **Samples to Read : 200**
- Configuration Timing Settings - **Rate (Hz): 800**
- Triggering Start Trigger - **Trigger Type – none**
- Advanced Timing Sample Clock Settings - **Sample Clock Type – Internal**

Testen Sie die Datenerfassung über den  Knopf auf der Menüleiste. Bei Schwierigkeiten wenden Sie sich bitte an ihre Betreuer. Beenden Sie den Test und schließen Sie den Konfigurationsdialog des DAQ-Assistent mit OK ab. LabVIEW generiert nun im Hintergrund den Programmcode für das VI, was einige Sekunden dauert.

Bestimmen Sie nun die Empfindlichkeit S und die Offsetspannung u_{off} durch Messung der Sensorspannung aus zwei **geeigneten Lagen** des Neigungstisches. Messen Sie jeweils so lange, bis die Anzeige **“Mittelwert aller N Mittelwerte [V]”** innerhalb eines Zeitraumes von **30s** um nicht mehr als **0.1mV variiert**.



Hinweis: Beenden Sie das VI bevor Sie eine neue Lage ausmessen, da sonst bei der Mittelwertbildung Messwerte aus der vorherigen Lage mit einbezogen werden!

Beantworten Sie folgende Fragen:

Welches sind die am besten geeigneten Lagewinkel α_1, α_2 ?

Wie groß ist jeweils N ? , Wie groß ist η_{RMS} ?

Wie berechnen sich aus den Messwerten die gesuchten Größen u_{off} und S ?

Sie benötigen dafür $g_l(\text{Karlsruhe})$.

Überprüfen Sie Ihre Kenngrößen mit den Datenblattwerten auf Plausibilität.

Antwort:

Mittelwert aller N Mittelwerte:

$$u_1 = \text{_____ V}$$

$$u_{off} = \text{_____ V}$$

$$\alpha_1 = \text{_____}^\circ$$

$$N_1 = \text{_____}$$

$$\eta_{\text{RMS1}} \approx \text{_____ mV}$$

$$u_2 = \text{_____ V}$$

$$\alpha_2 = \text{_____}^\circ$$

$$N_2 = \text{_____}$$

$$\eta_{\text{RMS2}} \approx \text{_____ mV}$$

$$S = \text{_____ V/g}$$

5.5 Aufgabe 5: VI zur Neigungsmessung

Erstellen Sie nun das VI zur Messung des Neigungswinkels. Kopieren Sie dazu aus dem Ordner Vorlagen das VI **Neigungsmesser_Vorlage.vi** auf den Desktop und benennen Sie es um in **Neigungsmesser.vi**. Ergänzen Sie die fehlenden Komponenten des **Block Diagram**.

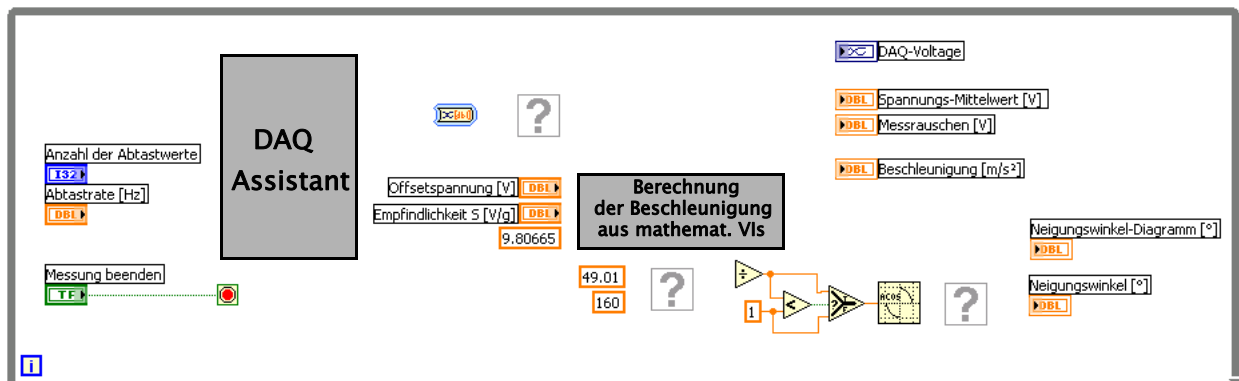


Bild 5.7 Vorlage Block Diagram des VI Neigungsmesser.vi

Hinweise:



5. Kapitel: Versuchsteil

- Platzieren Sie den DAQ-Assistent wie in Abschnitt 4.3 ab Seite 15 beschrieben. Verwenden Sie denselben **Min-Max Signalbereich** wie in Aufgabe 4.
- Verbinden Sie **Messung beenden** auch mit dem **stop (T)** Eingang des DAQ-Assistent.
- Verwenden Sie - wo möglich - bereits erstellte VIs aus den vorherigen Aufgaben.
- Die Beschleunigung $a(\tilde{u})$ haben Sie in Aufgabe 1 bereits berechnet. Realisieren Sie die **Beschleunigungsberechnung** mit mathematischen VIs (Addition, Subtraktion, etc.).
- Verwenden Sie im Front Panel die Abtastrate von **120 Hz** und mitteln Sie über **30 Werte**.

Was macht die Fallunterscheidung vor der Arkuscosinusfunktion? Weshalb wird Sie benötigt?

Antwort:

Geben Sie die sensorspezifischen Kenngrößen aus Aufgabe 4 im Front Panel des VI ein und testen Sie das VI. Stellen Sie dazu den Neigungstisch auf die in der folgenden Tabelle angegebenen Winkel. Trotz Mittelwertbildung rauscht ihr Messergebnis. Geben Sie daher den jeweils größten und den kleinsten Winkel an, den Sie für die eingestellte Neigung messen.

Neigungswinkel lt. Skala	kleinster gemessener Winkel [°]	größter gemessener Winkel [°]	Spannung- Mittelwert [V]
90°			
75°			
45°			
20°			
5°			
0°			

Tabelle 5.3 Neigungsmessung

In welchem Neigungsbereich verschlechtert sich die Messgenauigkeit spürbar ?
Haben Sie eine Idee weshalb ?

Antwort:

5.6 Aufgabe 6: VI zur Untersuchung der Fehlerfortpflanzung

In Aufgabe 1 haben Sie die Empfindlichkeit $S_\alpha = \frac{d\alpha}{d\tilde{u}}$ berechnet. Erstellen Sie nun ein VI zur Berechnung des Winkelfehlers $\Delta\alpha$ als Funktion des Messfehlers $\Delta\tilde{u}$. Kopieren Sie das VI **Fehlerfortpflanzung_Vorlage.vi** aus dem Ordner Vorlagen auf ihren Desktop und benennen Sie es in **Fehlerfortpflanzung.vi** um. Ergänzen Sie im MathScript die Berechnung der Fehlerfortpflanzung und fügen Sie die beiden fehlenden VIs im Block Diagramm (s. Bild 5.8) ein.

Hinweise:

- Die Wurzelfunktion in Math-Script lautet `sqrt(x)`. Beispiel: $\sqrt{5} = \text{sqrt}(5)$.
- Jede MathScript Zeile muss mit einem Semikolon ; abgeschlossen sein.
- Verwenden Sie eine sinnvolle Klammerung () für die Berechnung.



Tragen Sie die sensorspezifischen Kenngrößen aus Aufgabe 4 im Front Panel des VI ein.

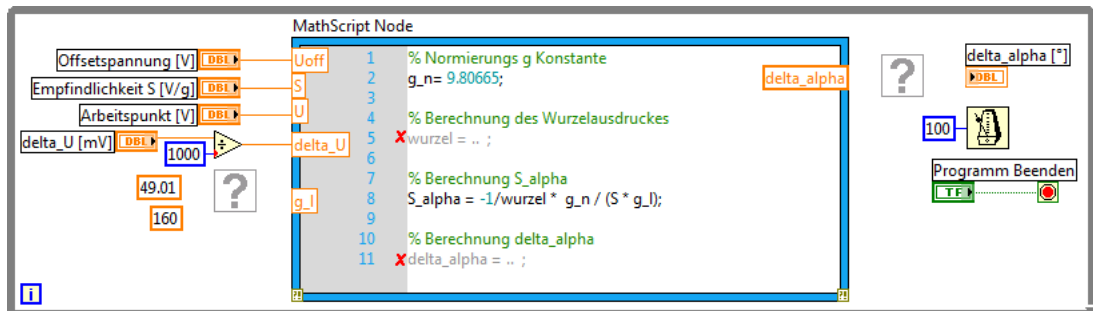


Bild 5.8 Block Diagram des VI **Fehlerfortpflanzung.vi**

Verwenden Sie die Spannungs-Mittelwerte aus Tabelle 5.3 als Arbeitspunkte und untersuchen Sie die Fehlerfortpflanzung für diese Arbeitspunkte.

Wie groß sind die Winkelfehler, die von einem Messfehler im Bereich $\pm 15\text{mV}$ verursacht werden?

Neigungswinkel lt. Skala	Arbeitspunkt [V]	Betrag des max. Winkelfehlers [°]
90°		

Tabelle 5.4 Neigungsmessung

5. Kapitel: Versuchsteil

Neigungswinkel lt. Skala	Arbeitspunkt [V]	Betrag des max. Winkelfehlers [°]
75°		
45°		
20°		
5°		
0° (s. Hinweis)		

Tabelle 5.4 Neigungsmessung



Hinweis:

Durch Temperatur und Messrauschen bedingt kann es vorkommen, dass Ihre messtechnisch bestimmten Sensorkennwerte S und u_{off} aus Aufgabe 4 bei Aufgabe 5 bereits etwas weggedriftet sind. Daher kann es vorkommen, dass der gemessene Arbeitspunkt bei 0° Neigung nicht exakt zu den Kennwerten passt. Dies hat zu Folge, dass der Radikant der Wurzel negativ wird, der Wurzeausdruck selbst dann imaginär. Dies ist der Fall, wenn

$$\frac{(u - u_{off})}{S \cdot g_l} > 0.102 \text{ ist.} \quad \text{Gl. (5.2)}$$

LabVIEW zeigt in diesem Fall **delta_alpha = 0** an. Um dennoch die Fehlerfortpflanzung darzustellen, verwenden Sie in diesem Fall bitte **nicht** Ihre gemessene Arbeitspunkt-Spannung u , sondern berechnen Sie den theoretischen Arbeitspunkt aus Ihren Sensorkennwerten S , u_{off} und der Messgleichung $\tilde{u}(S, a, u_{off}) = \dots$ aus Aufgabe 1.

Erklären Sie nun, weshalb die Messgenauigkeit nicht über den gesamten Messbereich konstant ist.

Antwort:

Lassen Sie Ihre VIs und Ihre Ergebnisse von den Betreuern überprüfen. Löschen Sie danach die von Ihnen erstellen VIs auf dem Desktop.

Reinigen Sie die Arbeitsfläche ggf. von Radiergummi-Krümeln.

LabVIEW-Einsatz in der Industrie:

Häufig wird die Meinung vertreten, dass LabVIEW durch seine grafische Programmierung eher als “akademisches Spielzeug” zu betrachten ist. Dass dem nicht so ist, sehen Sie exemplarisch an den beiden nachfolgenden Stellenanzeigen:



Softwareingenieur/in / Software-Entwickler LabVIEW (m/w/d) Prozess-Software

Einleitung

Das Unternehmen SCHERER Ingenieure arbeitet international im Auftrag global agierender groß- und mittelständischer Unternehmen.
Ihre Kunden entwickeln komplexe Produkte aus den Bereichen IT, Maschinenbau, Elektrotechnik, Medizintechnik, Fahrzeugbau, Luft- und Raumfahrttechnik, Anlagenbau und weiteren interessanten Branchen.

Ihre Aufgaben

- Erstellung von Universal Test Tools in LabVIEW für PV ELM (Die Tools sind Bestandteil von Prozesssoftware, die in der Produktion zum Einsatz kommen)
- Validierung der erstellten Tools, d.h. Erstellung von Dokumentation und Durchführung von Softwaretests
- Dokumentation in Deutsch und Englisch

Ihr Profil

- Hochschulabschluss im Bereich Ingenieurwissenschaften
- Mehrjährige Erfahrung mit LabVIEW-Entwicklung
- Erfahrung mit Objektorientierter Programmierung
- Gute Elektrotechnikkenntnisse sowie Erfahrung im Umgang mit Messgeräten
- Erfahrung mit Programmierung von NI CompactRIOs
- Erfahrung mit MQTT
- Sehr gute Deutsch- und Englischkenntnisse in Word und Schrift

Wir bieten

- Sehr gutes Arbeitsklima
- Patenmodell zur Einarbeitung und Betreuung
- Flexible Arbeitszeiten mit kreativen Freiräumen
- persönliche Ausstattung auf höchstem technischem Niveau
- attraktive Fortbildungsmöglichkeiten
- Betriebliche Altersvorsorge
- Sprungbrett in eine Karriere im Kundenunternehmen
- Mitarbeit in internationalen Großprojekten bei namhaften Kunden
- Übertarifliche Bezahlung und soziale Leistungen

Quelle: (20.03.2024) Stepstone:
<https://www.stepstone.de/stellenangebote--Softwareingenieur-in-Software-Entwickler-LabVIEW-m-w-d-Prozess-Software-Erlangen-Scherer-Ingenieure--10344659-inline.html>

5. Kapitel: Versuchsteil



Testentwickler (m/w/d) Bereich Luftfahrt

Liebherr-Electronics and Drives GmbH

Ich bin interessiert >

Die Liebherr-Electronics and Drives GmbH ist Teil der internationalen Firmengruppe Liebherr. An zwei Standorten, Lindau und Biberach (Flugplatz), entwickelt und fertigt das Unternehmen hochqualitative Komponenten und Systeme für die Firmengruppe sowie für externe Kunden. Die Tätigkeitsfelder des Unternehmens umfassen die Bereiche elektrische Antriebstechnik, Elektronik und Steuerungstechnik. Zudem bietet die Liebherr-Electronics and Drives GmbH ihren Kunden ein umfangreiches Portfolio an Dienstleistungen – von der Entwicklung über die Produktion bis hin zur Qualifikation. Rund ein Viertel der circa 1000 Mitarbeitenden ist im Bereich Forschung und Entwicklung tätig.

Testentwickler (m/w/d) Bereich Luftfahrt

Job-ID 71710

Aufgaben

Faszinierendes schaffen: Ihre Aufgaben

- Entwicklung und Umsetzung von effizienten neuen Testprogrammen und Testsequenzen an automatischen Testsystemen für Neuentwicklungen
- Optimierungen bei laufenden Serienprodukten mit dem Ziel die Effizienz zu steigern (Reduzierung der Durchlaufzeit, Verbesserung der First Pass Yield, etc)
- Spezifizierung, Beschaffung und Umsetzung von Testadaptionen mit Fokus auf Design for Automation (DfA)
- Weiterentwicklung von Testsequenzen basierend auf dem existierenden Framework
- Optimierung der bestehenden Testsysteme
- Vorbereiten und Mitwirken bei der Investitionsplanung auf Basis von Komponentenabkündigungen
- Erstellung der relevanten techn. Dokumentation und Manuals
- Durchführung von Anwenderschulungen

Qualifikationen

Stärken einbringen: Ihre Qualifikationen

- Abgeschlossenes technisches Hochschulstudium im Bereich der Elektrotechnik oder vergleichbarer Studiengang
- Erfahrungen in den Bereichen Messtechnik, Testkonzept-Erstellung und Test-Implementierung
- Erfahrung in der Anwendung mit National Instruments LabView und TestStand
- Kenntnisse in der Entwicklung und dem Design von Software
- Selbstständige, zuverlässige und prozessorientierte Arbeitsweise
- Englisch in Wort und Schrift

Was wir bieten

Ihre Benefits: Das bieten wir Ihnen

Wir bieten Ihnen einen spannenden und sicheren Arbeitsplatz in einem weltweit erfolgreichen Familienunternehmen.

Zudem erwarten Sie diverse Sozialleistungen eines modernen Unternehmens sowie eine faire Vergütung:

- Kollegiales Miteinander und unkomplizierte Zusammenarbeit mit KollegInnen und Geschäftspartnern
- Gestaltungsfreiraum für innovative Lösungen
- Individuelle Entwicklungs- und Weiterbildungsmöglichkeiten
- Faire, leistungsgerechte Vergütung inkl. tariflicher Sonderzahlungen
- Gute Work-Life-Balance – mit 30 Tagen Urlaub, flexiblen Arbeitszeiten mit Möglichkeit mobil zu arbeiten
- diverse Sozialleistungen wie eine betriebliche Altersvorsorge, Betriebsrestaurant, Wegegeld
- Mitarbeitervorteile & Rabatte, bspw. für Freizeit und Sport, Shopping, Tanken u.v.m.

Quelle: (20.03.2024) Stepstone:
<https://www.stepstone.de/stellenangebote--Testentwickler-m-w-d-Bereich-Luftfahrt-Lindau-Liebherr-Electronics-and-Drives-GmbH--10883199-inline.html>

ETGP - Versuchsfeedback

Versuch: LabVIEW I / Neigungsmessgerät

Datum: _____

1. Was hat Dir an diesem Versuch gefallen?
2. Gibt es Fehler/Unklarheiten im Skript? Wenn ja, welche?
3. Konnten die Betreuer gestellte Fragen klären?
4. Gibt es etwas, das Du bei diesem Versuch ändern würdest?
5. Sonstige Anmerkungen

Anhang A Datenblatt MMA1260

Freescale Semiconductor
Technical Data

MMA1260D
Rev 3, 03/2006

Low G Micromachined Accelerometer

The MMA series of silicon capacitive, micromachined accelerometers feature signal conditioning, a 2-pole low pass filter and temperature compensation. Zero-g offset full scale span and filter cut-off are factory set and require no external devices. A full system self-test capability verifies system functionality.

Features

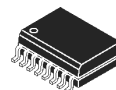
- Integral Signal Conditioning
- Linear Output
- 2nd Order Bessel Filter
- Calibrated Self-test
- EPROM Parity Check Status
- Transducer Hermetically Sealed at Wafer Level for Superior Reliability
- Robust Design, High Shock Survivability

Typical Applications

- Vibration Monitoring and Recording
- Appliance Control
- Mechanical Bearing Monitoring
- Computer Hard Drive Protection
- Computer Mouse and Joysticks
- Virtual Reality Input Devices
- Sports Diagnostic Devices and Systems

MMA1260

**MMA1260D: Z AXIS SENSITIVITY
MICROMACHINED
ACCELEROMETER
 $\pm 1.5g$**



**D SUFFIX
EG SUFFIX (Pb-FREE)
16-LEAD SOIC
CASE 475-01**

ORDERING INFORMATION

Device Name	Temperature Range	Case No.	Package
MMA1260D	-40° to 105°C	475-01	SOIC-16
MMA1260EG	-40° to 105°C	475-01	SOIC-16

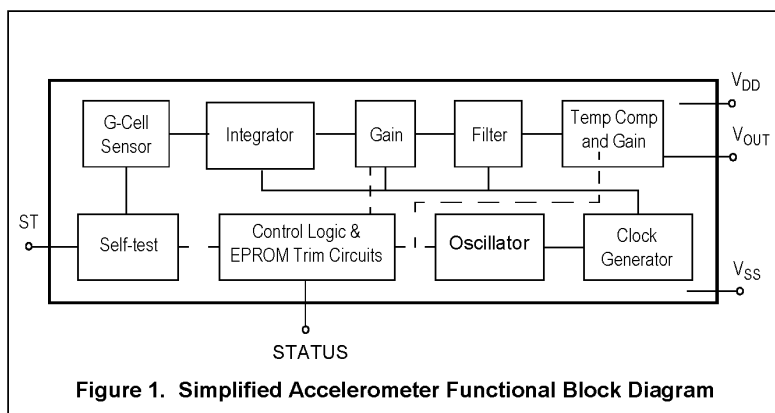


Figure 1. Simplified Accelerometer Functional Block Diagram

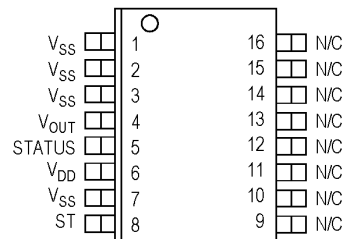


Figure 2. Pin Connections

Table 1. Maximum Ratings

(Maximum ratings are the limits to which the device can be exposed without causing permanent damage.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Powered Acceleration (all axes)	G_{pd}	1500	g
Unpowered Acceleration (all axes)	G_{upd}	2000	g
Supply Voltage	V_{DD}	-0.3 to +7.0	V
Drop Test ⁽¹⁾	D_{drop}	1.2	m
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +125	°C

1. Dropped onto concrete surface from any axis.

ELECTRO STATIC DISCHARGE (ESD)

WARNING: This device is sensitive to electrostatic discharge.

Although the Freescale accelerometers contain internal 2kV ESD protection circuitry, extra precaution must be taken by the user to protect the chip from ESD. A charge of over 2000 volts can accumulate on the human body or associated test equipment. A charge of this magnitude can alter the

performance or cause failure of the chip. When handling the accelerometer, proper ESD precautions should be followed to avoid exposing the device to discharges which may be detrimental to its performance.

Table 2. Operating Characteristics(Unless otherwise noted: $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +105^{\circ}\text{C}$, $4.75 \leq V_{DD} \leq 5.25$, Acceleration = 0g, Loaded output.⁽¹⁾)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Operating Range ⁽²⁾					
Supply Voltage ⁽³⁾	V_{DD}	4.75	5.00	5.25	V
Supply Current	I_{DD}	1.1	2.2	3.2	mA
Operating Temperature Range	T_A	-40	—	+105	$^{\circ}\text{C}$
Acceleration Range	gFS	—	1.55	—	g
Output Signal					
Zero g ($T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{DD} = 5.0\text{ V}$) ⁽⁴⁾	V_{OFF}	2.25	2.5	2.75	V
Zero g ($V_{DD} = 5.0\text{ V}$)	V_{OFF}	2.2	2.5	2.8	V
Sensitivity ($T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{DD} = 5.0\text{ V}$) ⁽⁵⁾	S	1140	1200	1260	mV/g
Sensitivity ($V_{DD} = 5.0\text{ V}$)	S	1110	1200	1290	mV/g
Bandwidth Response	f_{-3dB}	40	50	60	Hz
Nonlinearity	NL _{OUT}	-1.0	—	+1.0	% FSO
Noise					
RMS (0.1 Hz – 1.0 kHz)	n_{RMS}	—	5.0	9.0	mVrms
Spectral Density (RMS, 0.1 Hz – 1.0 KHz) ⁽⁶⁾	n_{SD}	—	500	—	$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$
Self-Test					
Output Response ($V_{DD} = 5.0\text{ V}$)	ΔV_{ST}	0.3	0.6	0.9	V
Input Low	V_{IL}	V_{SS}	—	$0.3 V_{DD}$	V
Input High	V_{IH}	$0.7 V_{DD}$	—	V_{DD}	V
Input Loading ⁽⁷⁾	I_{IN}	-50	-25	-300	μA
Response Time ⁽⁸⁾	t_{ST}	—	10	25	ms
Status ^{(9), (10)}					
Output Low ($I_{load} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OL}	—	—	0.4	V
Output High ($I_{load} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OH}	$V_{DD} - 0.8$	—	—	V
Output Stage Performance					
Electrical Saturation Recovery Time ⁽¹¹⁾	t_{DELAY}	—	—	2.0	ms
Full Scale Output Range ($I_{OUT} = 200\text{ }\mu\text{A}$)	V_{FSO}	$V_{SS} + 0.25$	—	$V_{DD} - 0.25$	V
Capacitive Load Drive ⁽¹²⁾	C_L	—	—	100	pF
Output Impedance	Z_O	—	50	—	W
Mechanical Characteristics					
Transverse Sensitivity ⁽¹³⁾	$V_{XZ,YZ}$	—	—	5.0	% FSO

- For a loaded output the measurements are observed after an RC filter consisting of a 1 k Ω resistor and a 0.01 μF capacitor to ground.
- These limits define the range of operation for which the part will meet specification.
- Within the supply range of 4.75 and 5.25 volts, the device operates as a fully calibrated linear accelerometer. Beyond these supply limits the device may operate as a linear device but is not guaranteed to be in calibration.
- The device can measure both + and - acceleration. With no input acceleration the output is at midsupply. For positive acceleration the output will increase above $V_{DD}/2$ and for negative acceleration the output will decrease below $V_{DD}/2$.
- The device is calibrated at 5g.
- At clock frequency $\approx 70\text{ kHz}$.
- The digital input pin has an internal pull-down current source to prevent inadvertent self test initiation due to external board level leakages.
- Time for the output to reach 90% of its final value after a self-test is initiated.
- The Status pin output is not valid following power-up until at least one rising edge has been applied to the self-test pin. The Status pin is high whenever the self-test input is high, as a means to check the connectivity of the self-test and Status pins in the application.
- The Status pin output latches high if a Low Voltage Detection or Clock Frequency failure occurs, or the EPROM parity changes to odd. The Status pin can be reset low if the self-test pin is pulsed with a high input for at least 100 μs , unless a fault condition continues to exist.
- Time for amplifiers to recover after an acceleration signal causes them to saturate.
- Preserves phase margin (60 $^{\circ}$) to guarantee output amplifier stability.
- A measure of the device's ability to reject an acceleration applied 90 $^{\circ}$ from the true axis of sensitivity.

PRINCIPLE OF OPERATION

The Freescale accelerometer is a surface-micromachined integrated-circuit accelerometer.

The device consists of a surface micromachined capacitive sensing cell (g-cell) and a CMOS signal conditioning ASIC contained in a single integrated circuit package. The sensing element is sealed hermetically at the wafer level using a bulk micromachined "cap" wafer.

The g-cell is a mechanical structure formed from semiconductor materials (polysilicon) using semiconductor processes (masking and etching). It can be modeled as two stationary plates with a moveable plate in-between. The center plate can be deflected from its rest position by subjecting the system to an acceleration (Figure 3).

When the center plate deflects, the distance from it to one fixed plate will increase by the same amount that the distance to the other plate decreases. The change in distance is a measure of acceleration.

The g-cell plates form two back-to-back capacitors (Figure 4). As the center plate moves with acceleration, the distance between the plates changes and each capacitor's value will change, ($C = \epsilon A/D$). Where A is the area of the plate, ϵ is the dielectric constant, and D is the distance between the plates.

The CMOS ASIC uses switched capacitor techniques to measure the g-cell capacitors and extract the acceleration data from the difference between the two capacitors. The ASIC also signal conditions and filters (switched capacitor) the signal, providing a high level output voltage that is ratiometric and proportional to acceleration.

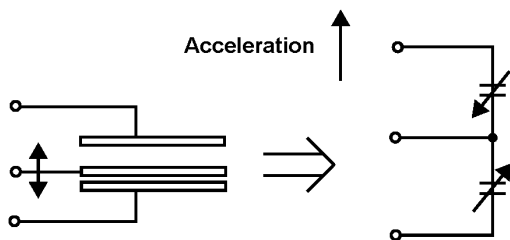


Figure 3. Transducer Physical Model

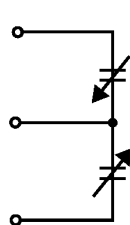


Figure 4. Equivalent Circuit Model

SPECIAL FEATURES

Filtering

The Freescale accelerometers contain an onboard 2-pole switched capacitor filter. A Bessel implementation is used because it provides a maximally flat delay response (linear phase) thus preserving pulse shape integrity. Because the filter is realized using switched capacitor techniques, there is no requirement for external passive components (resistors and capacitors) to set the cut-off frequency.

Self-Test

The sensor provides a self-test feature that allows the verification of the mechanical and electrical integrity of the accelerometer at any time before or after installation. This feature is critical in applications such as automotive airbag systems where system integrity must be ensured over the life of the vehicle. A fourth "plate" is used in the g-cell as a self-test plate. When the user applies a logic high input to the self-test pin, a calibrated potential is applied across the self-test plate and the moveable plate. The resulting electrostatic force ($F_e = \frac{1}{2} AV^2/d^2$) causes the center plate to deflect. The resultant deflection is measured by the accelerometer's control ASIC and a proportional output voltage results. This procedure assures that both the mechanical (g-cell) and electronic sections of the accelerometer are functioning.

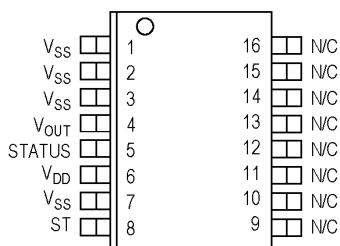
Status

Freescale accelerometers include fault detection circuitry and a fault latch. The Status pin is an output from the fault latch, OR'd with self-test, and is set high whenever the following event occurs:

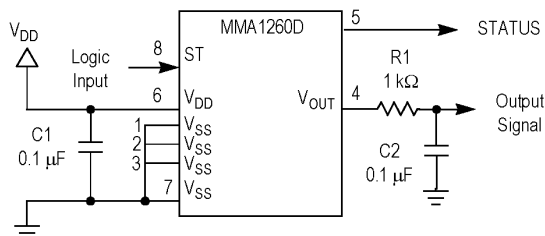
- Parity of the EPROM bits becomes odd in number.

The fault latch can be reset by a rising edge on the self-test input pin, unless one (or more) of the fault conditions continues to exist.

Pinout Description



Pin No.	Pin Name	Description
1 thru 3	V_{SS}	Redundant connections to the internal V_{SS} and may be left unconnected.
4	V_{OUT}	Output voltage of the accelerometer.
5	STATUS	Logic output pin to indicate fault.
6	V_{DD}	The power supply input.
7	V_{SS}	The power supply ground.
8	ST	Logic input pin used to initiate self-test.
9 thru 13	Trim pins	Used for factory trim. Leave unconnected.
14 thru 16	—	No internal connection. Leave unconnected.



PCB Layout

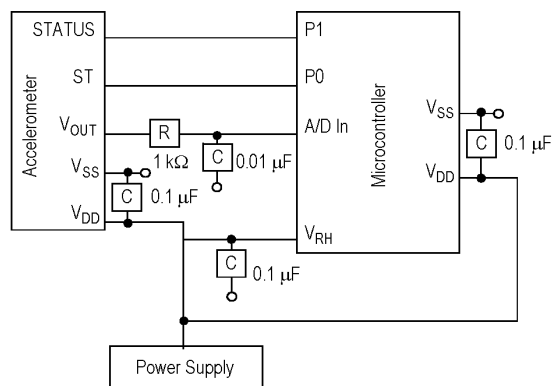
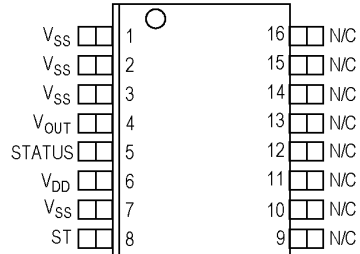
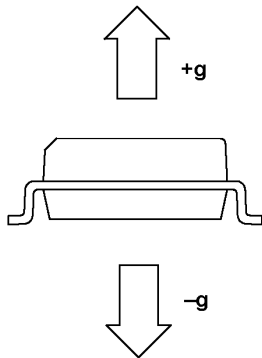


Figure 6. Recommended PCB Layout for Interfacing Accelerometer to Microcontroller

1. Use a 0.1 μF capacitor on V_{DD} to decouple the power source.
2. Physical coupling distance of the accelerometer to the microcontroller should be minimal.
3. Place a ground plane beneath the accelerometer to reduce noise, the ground plane should be attached to all of the open ended terminals shown in Figure 6.
4. Use an RC filter of 1 $\text{k}\Omega$ and 0.01 μF on the output of the accelerometer to minimize clock noise (from the switched capacitor filter circuit).
5. PCB layout of power and ground should not couple power supply noise.
6. Accelerometer and microcontroller should not be a high current path.
7. A/D sampling rate and any external power supply switching frequency should be selected such that they do not interfere with the internal accelerometer sampling frequency. This will prevent aliasing errors.

ACCELERATION SENSING DIRECTIONS

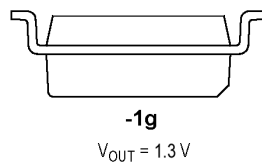
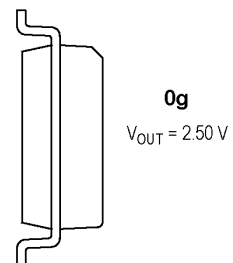
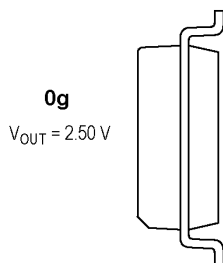
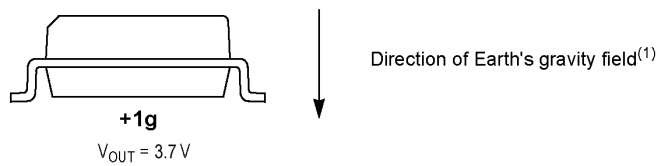
DYNAMIC ACCELERATION



16-Pin SOIC Package

N/C pins are recommended to be left FLOATING

STATIC ACCELERATION



1. When positioned as shown, the Earth's gravity will result in a positive 1g output

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Schaltungssimulation mit SPICE

- Arbeitspunktanalyse**
- Transientenanalyse**
- DC-Sweep-Analyse**
- AC-Analyse**

von
Dr.-Ing. A. Teltschik

Inhaltsverzeichnis

1	Lernziele	3
2	Literatur	3
3	Geräte	3
4	Grundlagen	4
4.1	Einleitung.....	4
4.2	Aufbau der Simulationsumgebung	4
4.3	Schaltplaneingabe	4
4.3.1	Bauteilbibliothek	6
4.3.2	Schaltplanelemente, Bauteileigenschaften und Eingabekonventionen	6
4.3.3	Ground Element.....	7
4.3.4	Widerstand, Spule und Kondensator	7
4.3.5	Spannungsquelle.....	8
4.3.6	Spice Anweisungen	9
4.4	Definition der Analyseart.....	9
4.4.1	Arbeitspunktanalyse [.op] (DC operating point / bias point)	9
4.4.2	Transientenanalyse [.tran].....	10
4.4.3	DC-Sweep Analyse [.dc].....	10
4.4.4	Analyse im Frequenzbereich [.ac]	11
4.5	Grafische Darstellung der Analyseergebnisse	11
4.5.1	Cursorfunktion im Plot.....	11
5	Versuchsteil	13
5.1	Aufgabe 1: Einfache DC-Arbeitspunkt- und DC-Transientenanalyse.....	13
5.2	Aufgabe 2: Kennlinienvermessung einer Zenerdiode (Z-Diode) mit der DC-Sweep-Analyse	15
5.3	Aufgabe 3: Spannungsstabilisierung mit Zenerdiode	16
5.4	Aufgabe 4: Begrenzung mit Zenerdiode.....	20
5.5	Aufgabe 5: AC-Transientenanalyse und AC-Analyse	20
	ETGP - Versuchsfeedback	25
	Anhang A Datenblatt Zenerdiode BZX84B xx	27
	Anhang B Frequenz- und Phasengang des RC-Gliedes.	29

5 Versuchsteil

5.1 Aufgabe 1: Einfache DC-Arbeitspunkt- und DC-Transientenanalyse

Der Hersteller einer Elektronikkomponente bekommt regelmäßig Reklamationen innerhalb der Garantiezeit. Ihre Aufgabe besteht darin herauszufinden, weshalb ein spezielles Bauteil zerstört wird. Bild 5.1 zeigt das Ersatzschaltbild der Elektronikkomponente. Das in allen Reklamationen defekte

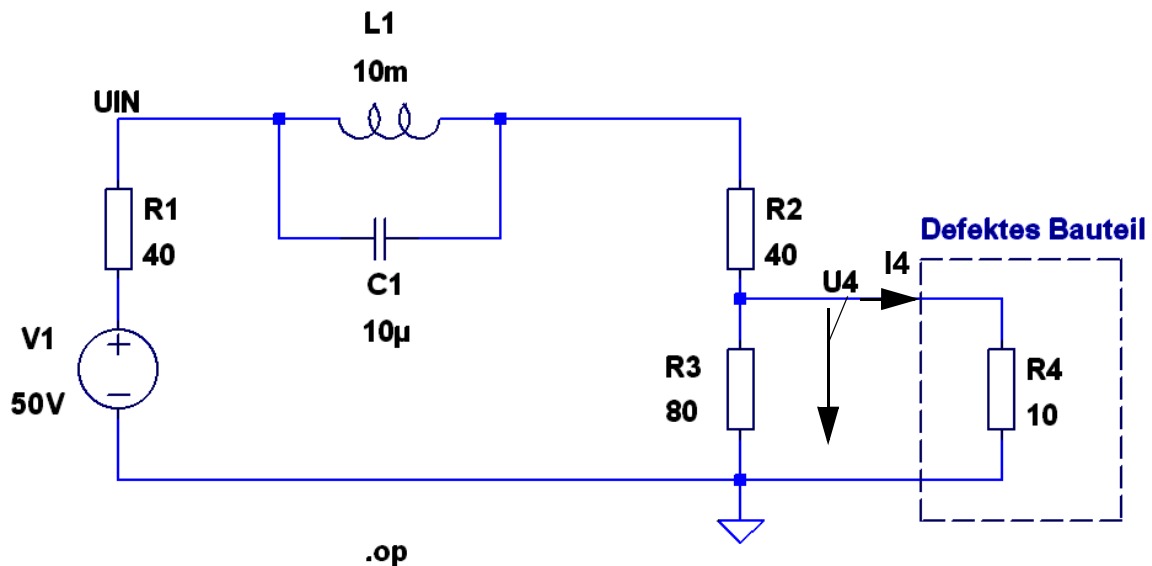


Bild 5.1 Ersatzschaltbild der Elektronikkomponente

Bauteil kann durch den Widerstand R4 modelliert werden. **Laut Herstellerdatenblatt muss die Klemmenspannung U_4 des Bauteils immer kleiner 5.5V sein, damit es nicht zerstört wird.** Untersuchen Sie die Schaltung, um die Ursache für die Zerstörung zu finden; gehen Sie dabei wie folgt vor:

1. Zeichnen Sie das Ersatzschaltbild (in den Kasten auf der nächsten Seite) für den **stationären** Zustand und berechnen Sie analytisch die Spannung U_4 und den Strom I_4 .
2. Melden Sie sich **Benutzer:** Lokaler ETGP Benutzer
am PC an: **Kennwort:** etgplocal Programmstart: 

Erstellen Sie den Schaltplan nach Bild 5.1 in LTSpice und führen Sie eine Arbeitspunktanalyse [.op], zur Ermittlung von U_4 , I_4 , und der Verlustleistung P_{R4} (berechnen) von R4, durch.

Speichern Sie den Schaltplan auf dem **Desktop im Ordner "LTSpice"**.

3. Führen Sie eine Transientenanalyse für **20ms** durch. Bestimmen Sie U_4 und I_4 . Welchen Einfluss simulieren Sie durch die Aktivierung der Option **Start external DC supply at 0V**?
4. Vergleichen Sie die Ergebnisse miteinander.
Wann und weshalb wird das Bauteil zerstört?

Hinweis:

Die Spannungsquelle finden Sie im Bauteilkatalog (Symbol: ) unter der Bezeichnung **voltage**. Spezifizieren Sie lediglich die **DC-Value** von **50V** im Parametermenü der Spannungsquelle.



zu 1. ESB und analytische Berechnung:

zu 2. Lösung Arbeitspunktanalyse:

zu 3. Lösung Transientenanalyse:

zu 4. Vergleich und Erklärung:

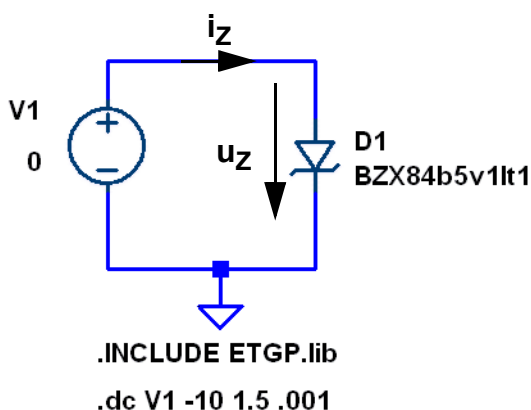
5.2 Aufgabe 2: Kennlinienvermessung einer Zenerdiode (Z-Diode) mit der DC-Sweep-Analyse

Im Anhang finden Sie das Hersteller Datenblatt der zu untersuchenden Z-Diode **BZX84b5v11t1**. Entnehmen Sie dem Datenblatt die minimale, die typische und die maximale Zenerspannung für einen Zenerstrom von $I_Z = -5\text{mA}$ gemäß **Zählpfeilen nach Bild 5.2**. Welche max. Verlustleistung verkraftet das Bauteil auf FR-5 Platinenmaterial?

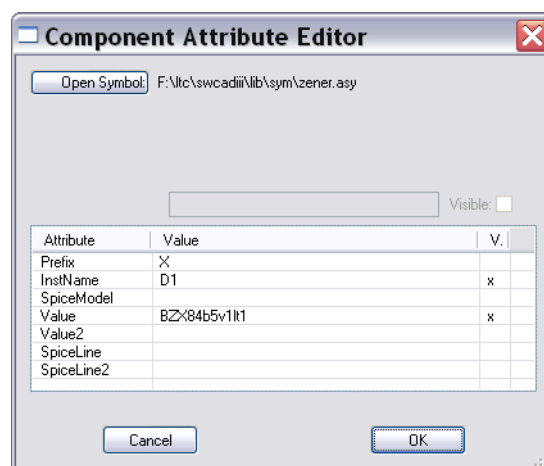
BZX84b5v11t1	minimal	typisch	maximal	physik. Einheit
U_Z bei $I_Z = -5\text{mA}$				V
FR-5 Verlustleistung P_D				mW

Tabelle 5.1 Kenndaten der Z-Diode BZX84b5v11t1

Bestimmen Sie nun die Kennlinie der Zenerdiode mit der DC-Sweep Analyse in LTSpice. Erstellen Sie dazu den folgenden Schaltplan in LTSpice:



a.



b.

Bild 5.2 a. Schaltplan zur Kennlinienvermessung b. Parametermenü der Z-Diode

Hinweise:

- Das Symbol für die Zenerdiode finden Sie im Bauteilkatalog (Symbol: ) unter der Bezeichnung **zener**.
- Den **Component Attribute Editor** der Z-Diode erhalten Sie, indem Sie bei gedrückter **Strg**-Taste einen Rechtsklick mit der Maus auf das Bauteil machen. Ändern Sie das Feld **Prefix** und **Value** (Schreibweise beachten) wie in Bild 5.2b angegeben.
- Die Diodenmodellbeschreibung befindet sich in der Datei ETGP.lib. Erstellen Sie eine SPICE Directive **.INCLUDE ETGP.lib** wie in Bild 5.2a, damit LTSpice darauf zugreifen kann.
- Erstellen Sie eine weitere SPICE Directive für eine **DC-Sweep** Untersuchung.
Typ Linear, von -10V bis 1.5V in 0.001 V Schritten.



5. Kapitel: Versuchsteil

Starten Sie die Simulation und erstellen Sie einen Plot der Diodenkennlinie ($i_Z = f(u_Z)$) , sowie der Verlustleistung der Diode  (Taste **ALT** + **Mausklick** auf das Bauteil).

 **Beachten Sie das Vorzeichen des Stromes wie im Schaltplan in Bild 5.2 !**

Vergleichen Sie die Datenblattangabe der typischen Zenerspannung bei -5 mA Zenerstrom mit ihrem Simulationsergebnis. Verwenden Sie hierzu die Vergrößerungsfunktion  und die Cursorfunktion im Plot.

BZX84b5v1lt1	U_Z	physikalische Einheit
U_Z bei $I_Z = -5.00$ mA (Datenblatt)		mV
U_Z bei $I_Z = -5.00$ mA (Analyse)		mV

Tabelle 5.2 Vergleich Kenndaten

 LTSpice liefert über das gesamte Spannungsintervall [-10V ... 1.5V] von u_Z einen Diodenstrom i_Z , ohne Berücksichtigung der maximalen Verlustleistung, die das Bauteil verkraftet, bevor irreversible Schäden entstehen.

Bestimmen Sie unter Berücksichtigung der maximal zulässigen Verlustleistung mit der Cursorfunktion das korrekte Spannungsintervall von u_Z und den zugehörigen Diodenstrom i_Z . Reduzieren Sie anschließend in der Spice Directive das Simulationsintervall auf ihre ermittelten Grenzen und starten Sie die Simulation erneut. Erstellen Sie einen Ausdruck der korrekten Kennlinie (**Achten Sie auf das richtige Vorzeichen des Stromes wie in Bild 5.2a!**) einschließlich der Verlustleistung. Kennzeichnen Sie im Ausdruck die aus dem Datenblatt entnommene typische Zenerspannung.

u_{Zmin} / mV	i_{Zmin} / mA	u_{Zmax} / mV	i_{Zmax} / mA

Tabelle 5.3 Kennlinienintervall der Z-Diode BZX84b5v1lt1

5.3 Aufgabe 3: Spannungsstabilisierung mit Zenerdiode

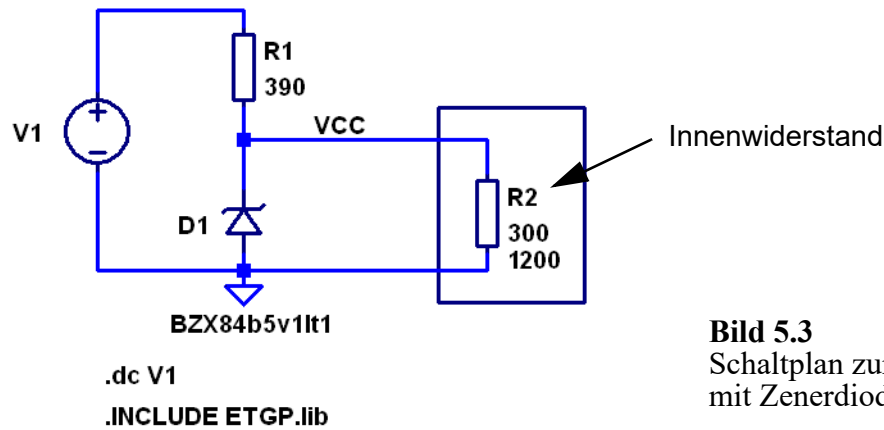
Die spezielle Eigenschaft der Zenerdiode (Knickbereich im negativen u_Z -Spannungsbereich) lässt sich nutzen, um eine einfache Spannungsbegrenzung bzw. -stabilisierung aufzubauen.

Logikbausteine für den 5V Betrieb, wie z. B. die Serie 74F..., sind für einen Betriebsspannungsbereich von $V_{CC} = 4.5V - 5.5V$ spezifiziert. Um einen solchen Baustein im PKW an der 12V Bordbatterie zu betreiben, müssen Sie die Bordspannung u. a.¹ mit einer Zenerdiode nach Bild 5.3 begrenzen. Zu berücksichtigen ist dabei, dass je nach Ladezustand der Bordbatterie deren Batteriespannung im

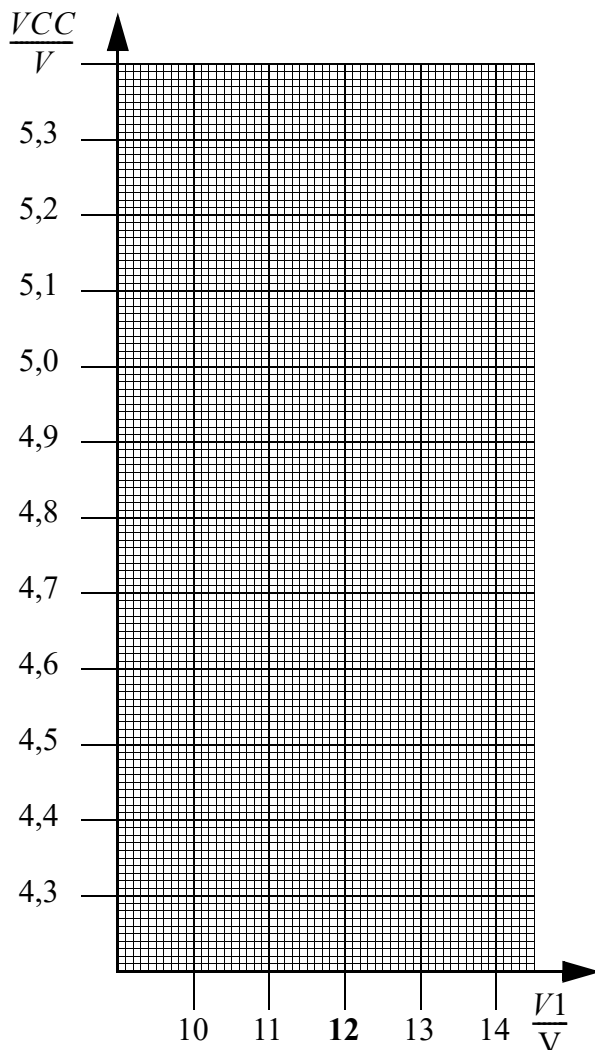
¹ Die Störungen im KFZ-Netz sind in der Regel so stark, dass noch zusätzliche Filter (z.B. L/C-Kombinationen) für den robusten Betrieb benötigt werden; dies wird jedoch hier vernachlässigt.

5.3 Aufgabe 3: Spannungsstabilisierung mit Zenerdiode

Bereich von 10V - 14V variieren kann. Der Digitalbaustein wurde in Bild 5.3 durch seinen Innenwiderstand (R2) modelliert.



Untersuchen Sie die Schaltung in LTSpice mit der **DC-Sweep-Analyse**. Bestimmen Sie jeweils für die beiden Innenwiderstände $R2=300\ \Omega$ und $R2=1200\ \Omega$ die Versorgungsspannung VCC in Abhängigkeit der Batteriespannung $V1$. Ermitteln Sie hierzu VCC mit der Cursorfunktion für die in Tabelle 5.4 angegebenen Werte und zeichnen Sie die Funktionen $VCC=f(V1, R2=300\ \Omega)$ sowie $VCC=f(V1, R2=1200\ \Omega)$ in das Diagramm ein.



V1	Z-Diode	
	R2=300 Ω	R2=1200 Ω
10V		
11V		
12V		
13V		
14V		

Tabelle 5.4 $VCC = f(V1, R2)$

V1	Z-Diode & Transistor	
	R2=300 Ω	R2=1200 Ω
10V		
11V		
12V		
13V		
14V		

Tabelle 5.5 $VCC = f(V1, R2)$

Bild 5.4 VCC in Abhängigkeit von $V1$ und $R2$

5. Kapitel: Versuchsteil

Beschreiben Sie die Stabilisierungswirkung von VCC durch die Z-Diode in Abhängigkeit der Batteriespannung und des Widerstandes R2 verbal.

Beschreibung:

Für welche Werte von V1 und R2 wird der Digitalbaustein außerhalb seiner Spezifikation betrieben? Warum?

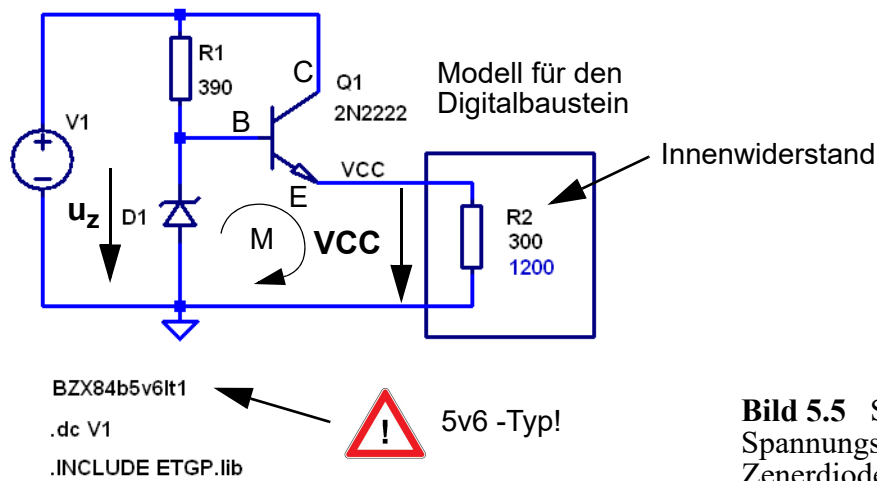
Antwort:

Bild 5.5 auf Seite 19 zeigt eine weitere Möglichkeit der Spannungsstabilisierung mittels Z-Diode und Transistor. Untersuchen Sie auch diese Schaltung in LTSpice mit der DC-Sweep-Analyse. Bestimmen Sie für die Innenwiderstände $R2=300\ \Omega$ und $R2=1200\ \Omega$ die Versorgungsspannung VCC in Abhängigkeit der Batteriespannung V1. Tragen Sie ihre Ergebnisse in Tabelle 5.5 und in das Diagramm auf Seite 17 ein.

Hinweise:



- Beachten Sie, dass die Zenerdiode vom Typ **5v1** zum Typ **5v6** zu ändern ist.
- Das Symbol für den bipolaren NPN-Transistor finden Sie im Bauteilkatalog (Symbol: ) unter der Bezeichnung **npn**. Platzieren Sie das Symbol im Schaltplan und wählen Sie dann über das Parametermenü des Transistors (Rechtsklick auf das Bauteil) den Typ **2N2222** (Pick New Transistor).
- Die Diodenmodellbeschreibung befindet sich in ebenfalls in der Datei ETGP.lib. Daher wird auch hier die SPICE Directive **.INCLUDE ETGP.lib** benötigt.



Vergleichen Sie die beiden Stabilisierungsschaltungen hinsichtlich ihrer Abhängigkeit von der Batteriespannung V_1 und vom Innenwiderstand R_2 . Welche Schaltung ist besser geeignet? Warum?

Antwort:

Erklären Sie die Funktionsweise der Schaltung nach Bild 5.5. Überlegen Sie sich dazu, wie sich die Spannungen der Masche M zusammensetzen:

Erklärung:

Weshalb wurde die Zenerdiode mit $u_Z = 5.1\text{ V}$ durch die Zenerdiode mit $u_Z = 5.6\text{ V}$ ersetzt?

Antwort:

5.4 Aufgabe 4: Begrenzung mit Zenerdiode

Nutzen Sie nun Ihr erlerntes Wissen über Zenerdioden und modifizieren Sie die Schaltung aus Aufgabe 1 mittels Zenerdiode so, dass das Bauteil (modelliert durch R4) nicht mehr zerstört wird. Zeichnen Sie ihre Änderung in den nachfolgenden Schaltplan ein:

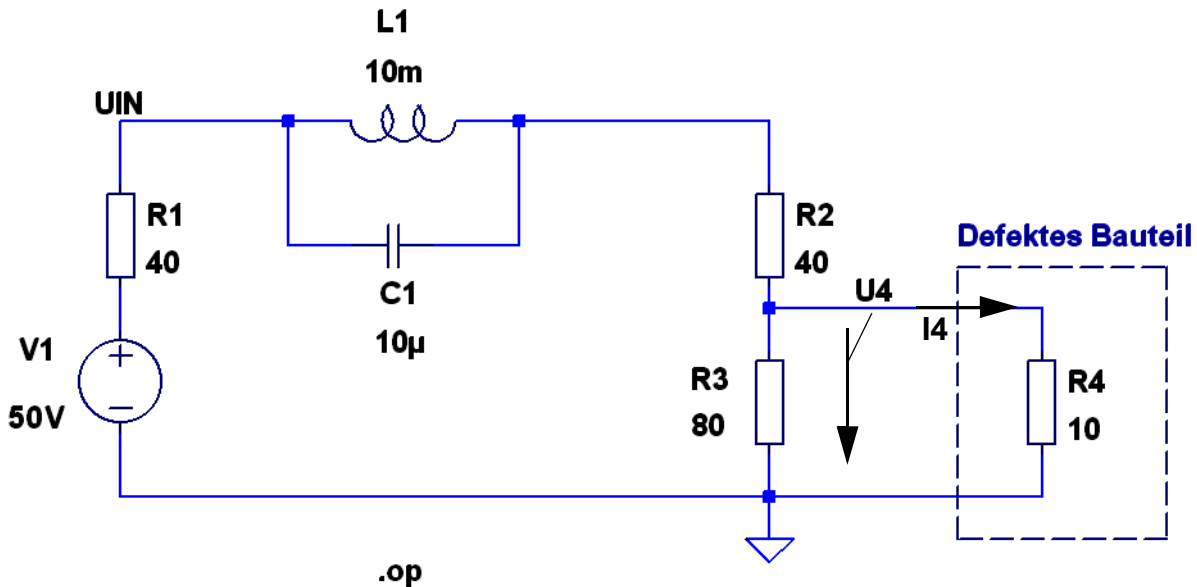


Bild 5.6 Ersatzschaltbild der Elektronikkomponente (mit Schutzbeschaltung)

Erstellen Sie dieselbe Transientenanalyse wie in Aufgabe 1 Punkt 3. mit der Option **Start external DC supply at 0V** und erstellen Sie einen Plot der Spannung U4 und der Verlustleistung der Zenerdiode. Verwenden Sie eine **Schrittweite von 0.01mV**.

Welche maximale Verlustleistung P_{zmax} wirkt auf die Zenerdiode bei maximaler Spannung U_{4max} ?

Antwort:

$P_{zmax} =$ _____

$U_{4max} =$ _____

5.5 Aufgabe 5: AC-Transientenanalyse und AC-Analyse

In Ihrem ersten Versuch “Einführung in die Oszilloskopmesstechnik” haben Sie das Verhalten eines RC-Gliedes an eine Rechteckspannung im Zeitbereich untersucht. In diesem Versuch besteht ihre Aufgabe darin, das RC-Glied im Frequenzbereich näher kennen zu lernen. Dazu steht ihnen in LT-Spice die AC-Transientenanalyse zur Verfügung, mit welchem Sie Ausgleichsvorgänge vor dem Übergang zum stationären Betrieb visualisieren können. Machen Sie sich zuerst mit den wichtigsten Zusammenhängen des RC-Gliedes nochmals vertraut (s. Anhang B ab Seite 29).

Bild 5.7 zeigt den Schaltplan von drei Tiefpässen mit unterschiedlichen Grenzfrequenzen, die von einer sinusförmigen Spannungsquelle gespeist werden. Bestimmen Sie zuerst analytisch die Grenzfrequenzen f_{g1}, f_{g2}, f_{g3} der Tiefpässe in Bild 5.7.

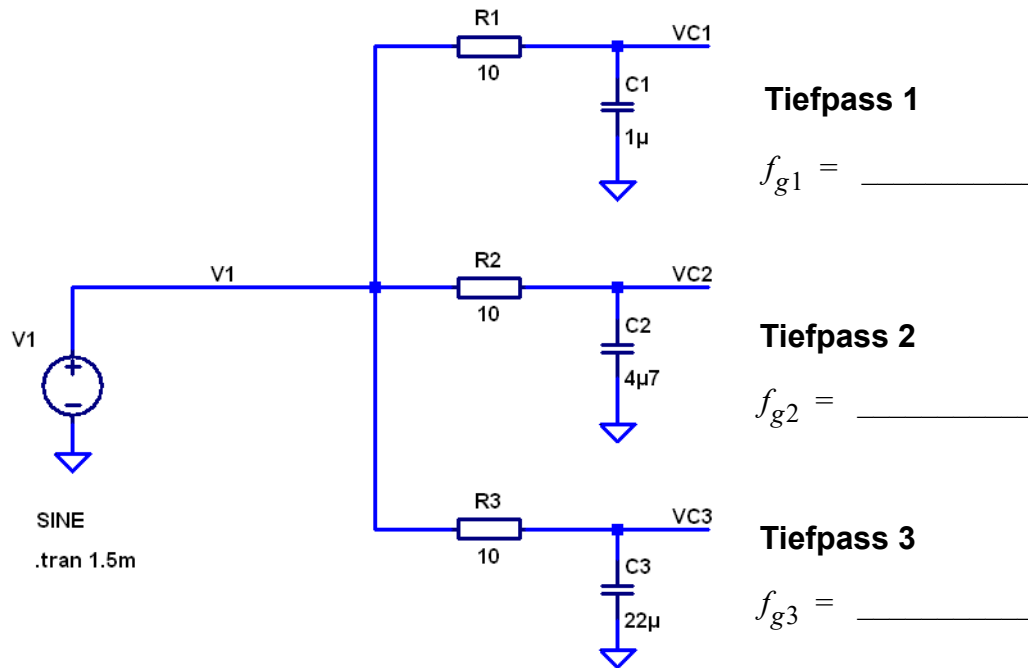


Bild 5.7 Drei Tiefpässe mit unterschiedlicher Grenzfrequenz an einer Sinusquelle

Für die Bestimmung der Phasenverschiebung und der Verstärkung der Ausgangsspannungen VC1, VC2 und VC3 bezüglich der Eingangsspannung V1 müssen Sie eine AC-Transientenanalyse durchführen. Erstellen Sie zuerst den Schaltplan nach Bild 5.7 in LTSpice.

Hinweise:

- Nach dem Platzieren der Spannungsquelle aus dem Bauteilkatalog (Symbol: ) müssen Sie diese über das Parametermenü (**Rechtsklick auf das Bauteil – Advanced**) in eine Sinusquelle umwandeln. Wählen Sie: **Functions: SINE, Amplitude [V]: 1, Freq. [Hz]: 2.777k**
- Überlegen Sie sich weshalb für diese Aufgabe die Frequenz von 2.777kHz besonders günstig ist!



Die Phasenverschiebung berechnet sich aus der Differenz der Phase von V1 und der Phase der Spannung des entsprechenden Tiefpasses VCi:

$$\Delta\varphi_{VCi} = \varphi_{V1} - \varphi_{VCi} \Big|_{i=1,2,3} \quad \text{Gl. (5.1)}$$

Führen Sie zur Phasenbestimmung eine Transientenanalyse (ohne Option **Start external DC supply at 0V**) für einen Zeitraum von **1.5ms** durch. Erstellen Sie dann einen Plot mit allen vier Spannungen und drucken Sie diesen aus (Papierformat auf Querformat stellen). Zeichnen Sie die Phasenverschiebungen $\Delta\varphi_{VCi} \Big|_{i=1,2,3}$ in ihren Ausdruck in die 3. Periode ein.

Ermitteln Sie nun die Phasenverschiebung mit der Cursorfunktion im Plot aus der 3. Periode durch Vermessung der korrespondierenden Nulldurchgangszeiten der einzelnen Kurven. Nutzen Sie zur Bestimmung der Phasenverschiebung aus der Nulldurchgangszeit die Tatsache, **dass sich eine komplette Periode der Sinusschwingung auf den Phasenbereich 0-360° abbildet.**

Tragen Sie Ihre Messwerte in Tabelle 5.6 auf Seite 22 ein.

5. Kapitel: Versuchsteil

Bestimmen Sie nun die Phasenverschiebungen aus Ihren Messwerten und tragen Sie diese in Tabelle 5.7 “Phase in Grad” jeweils in die **Zeile A** ein.

Nulldurchgangszeit von :	$T_{VC1} =$	$T_{VC2} =$	$T_{VC3} =$
Nulldurchgangszeit t_{V1} (identisch für alle 3 Fälle)	$t_{V1} =$		
Differenz $t_{V1} - t_{VC...}$			

Tabelle 5.6 Nulldurchgangszeiten korrespondierender Perioden

Bestimmen Sie weiterhin über die Cursorfunktion die Spannungsamplituden und berechnen Sie daraus die Verstärkung in dB. Tragen Sie Ihre Ergebnisse in Tabelle 5.7 jeweils in die **Zeile B** ein.

	TP1	TP2	TP3
Grenzfrequenz in Hz (aus Bodeplot)			
Phase in Grad bei 2.777kHz $\Delta\varphi_{VCi} = \varphi_{V1} - \varphi_{VCi} \Big _{i=1,2,3}$ A			
C			
Verstärkung in dB bei 2.777kHz $v_i = 20 \cdot \log \left(\frac{\hat{u}_{VCi}}{\hat{u}_{V1}} \right) \Big _{i=1,2,3}$ B			
D			

Tabelle 5.7 Verstärkung und Phase aus Diagrammen gemessen

Wie verändert sich qualitativ die Verstärkung und die Phasenverschiebung in Abhängigkeit der Grenzfrequenz? Weshalb ist die Frequenz 2.777kHz besonders günstig für diese Aufgabe?

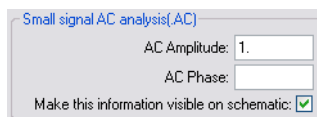
Antwort:

5.5 Aufgabe 5: AC-Transientenanalyse und AC-Analyse

Sie haben die Verstärkung und Phase der Tiefpässe nun für eine Frequenz (2.777kHz) aus der Zeitbereichsanalyse bestimmt. Für die Bestimmung von Verstärkungs- und Phasenverläufen über einen größeren Frequenzbereich bietet LTSpice eine eigene Analyse - die **AC-Analyse** an.

Erstellen Sie eine AC-Analyse der Tiefpassschaltung von 1Hz bis 1MHz. Hierzu müssen Sie Ihren Schaltplan wie folgt modifizieren:

- Ändern Sie die Spice Directive (**Rechtsklick**) in die **AC-Analysis** ab.
Type of Sweep: Decade,
Number of Points per Decade: 20,
Start Frequency: 1,
Stop Frequency: 1000k
(s. auch Bild 4.9 auf Seite 11)
Die Spice Directive im Schaltplan lautet nun: **.ac dec 20 1 1000k**
- Ändern Sie das Parametermenü der Spannungsquelle wie folgt.
Functions: SINE,
alle Werte von DC offset[V] bis Ncycles löschen
Small Signal AC Analysis(.AC):



Erstellen Sie dann einen Bode-Plot mit allen vier Spannungen und drucken Sie diesen aus (Papierformat auf Querformat stellen).

Wie groß sind die Verstärkung in dB sowie der Phasenwinkel in ° bei der Grenzfrequenz?

Antwort:

$v = \underline{\hspace{2cm}} \text{ dB}$

$\Delta\varphi_{fg} = \underline{\hspace{2cm}} ^\circ$

Messen Sie nun die Grenzfrequenzen mit der Cursorfunktion aus den Bodeplots und tragen Sie Ihr Ergebnis in Tabelle 5.7 auf Seite 22 ein.

Überprüfen Sie ihre Messergebnisse aus dem Zeitbereich in Tabelle 5.7 auf Seite 22, indem Sie **mit der Cursorfunktion die Phase und Verstärkung** für die einzelnen Tiefpässe bestimmen. Tragen Sie ihre Messergebnisse in Tabelle 5.7 jeweils in die **Zeilen C und D** ein.

Vergleichen Sie Ihre beiden Ausdrücke und kennzeichnen Sie im Bode-Plot die Stelle, für die Sie den Zeitbereichsausdruck (1. Aufgabenteil) erstellt haben.

Machen Sie sich anhand der beiden Ausdrücke klar, wie sich die Kurvenverläufe im Zeitbereich ändern, wenn Sie die Frequenz der Sinusquelle ändern.

Beenden Sie das Programm und löschen Sie alle von ihnen gespeicherten Dateien auf dem Desktop im Ordner LTSpice und melden Sie sich am Rechner ab (nicht herunterfahren).

ETGP - Versuchsfeedback

Versuch: Schaltungssimulation LTSpice

Datum: _____

1. Was hat Dir an diesem Versuch gefallen?
2. Gibt es Fehler/Unklarheiten im Skript? Wenn ja, welche?
3. Konnten die Betreuer gestellte Fragen klären?
4. Gibt es etwas, das Du bei diesem Versuch ändern würdest?
5. Sonstige Anmerkungen

Anhang A Datenblatt Zenerdiode BZX84B xx

BZX84B ... LT1, BZX84C ... LT1 Series

Zener Voltage Regulators

225 mW SOT-23 Surface Mount

This series of Zener diodes is offered in the convenient, surface mount plastic SOT-23 package. These devices are designed to provide voltage regulation with minimum space requirement. They are well suited for applications such as cellular phones, hand held portables, and high density PC boards.

Features

- 225 mW Rating on FR-4 or FR-5 Board
- Zener Breakdown Voltage Range - 2.4 V to 75 V
- Package Designed for Optimal Automated Board Assembly
- Small Package Size for High Density Applications
- ESD Rating of Class 3 (>16 KV) per Human Body Model
- Tight Tolerance Series Available (See Page 4)
- Pb-Free Packages are Available

Mechanical Characteristics

CASE: Void-free, transfer-molded, thermosetting plastic case

FINISH: Corrosion resistant finish, easily Solderable

MAXIMUM CASE TEMPERATURE FOR SOLDERING PURPOSES:

260°C for 10 Seconds

POLARITY: Cathode indicated by polarity band

FLAMMABILITY RATING: UL 94 V-0

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Max	Unit
Total Power Dissipation on FR-5 Board, (Note 1) @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derated above 25°C	P_D	225	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	1.8 556	$\text{mW}/^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$
Total Power Dissipation on Alumina Substrate, (Note 2) @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derated above 25°C	P_D	300	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	2.4 417	$\text{mW}/^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$
Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

1. FR-5 = 1.0 X 0.75 X 0.62 in.

2. Alumina = 0.4 X 0.3 X 0.024 in., 99.5% alumina.

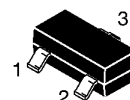


ON Semiconductor®

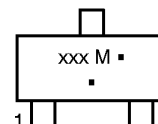
<http://onsemi.com>



MARKING DIAGRAM



SOT-23
CASE 318
STYLE 8



xxx = Device Code
M = Date Code*
■ = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)

* Date Code orientation may vary depending upon manufacturing location.

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
BZX84CxxxLT1	SOT-23	3000/Tape & Reel
BZX84CxxxLT1G	SOT-23 (Pb-Free)	3000/Tape & Reel
BZX84CxxxLT3	SOT-23	10,000/Tape & Reel
BZX84CxxxLT3G	SOT-23 (Pb-Free)	10,000/Tape & Reel
BZX84BxxxLT1	SOT-23	3000/Tape & Reel
BZX84BxxxLT1G	SOT-23 (Pb-Free)	3000/Tape & Reel
BZX84BxxxLT3	SOT-23	10,000/Tape & Reel
BZX84BxxxLT3G	SOT-23 (Pb-Free)	10,000/Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specification Brochure, BRD8011/D.

DEVICE MARKING INFORMATION

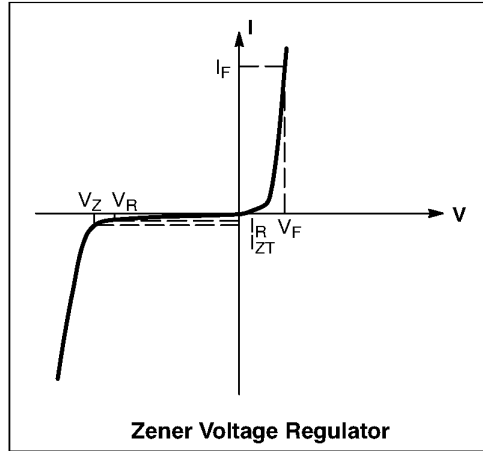
See specific marking information in the device marking column of the Electrical Characteristics table on page 3 of this data sheet.

BZX84B4V7LT1, BZX84C2V4LT1 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Pinout: 1-Anode, 2-No Connection, 3-Cathode) ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted, $V_F = 0.95\text{ V Max. @ } I_F = 10\text{ mA}$)

Symbol	Parameter
V_Z	Reverse Zener Voltage @ I_{ZT}
I_{ZT}	Reverse Current
Z_{ZT}	Maximum Zener Impedance @ I_{ZT}
I_R	Reverse Leakage Current @ V_R
V_R	Reverse Voltage
I_F	Forward Current
V_F	Forward Voltage @ I_F
θ_{VZ}	Maximum Temperature Coefficient of V_Z
C	Max. Capacitance @ $V_R = 0$ and $f = 1\text{ MHz}$



BZX84B4V7LT1, BZX84C2V4LT1 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS – BZX84BxxxL (Tight Tolerance Series)

(Pinout: 1-Anode, 2-No Connection, 3-Cathode) ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted, $V_F = 0.90\text{ V Max. @ } I_F = 10\text{ mA}$)

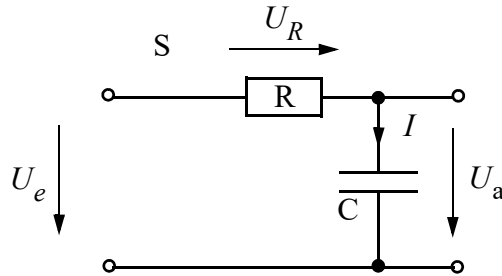
Device	Device Marking	V_Z (Volts) @ $I_{ZT} = 5\text{ mA}$ (Note 4)			$Z_{ZT} (\Omega)$ @ $I_{ZT} = 5\text{ mA}$ (Note 4)	Max Reverse Leakage Current		θ_{VZ} (mV/k) @ $I_{ZT} = 5\text{ mA}$		C (pF) @ $V_R = 0$, $f = 1\text{ MHz}$
		Min	Nom	Max	Max	I_R @ V_R μA Volts		Min	Max	
BZX84B4V7LT1, G	T10	4.61	4.7	4.79	80	3	2	-3.5	0.2	260
BZX84B5V1LT1, G	T11	5.00	5.1	5.20	60	2	2	-2.7	1.2	225
BZX84B5V6LT1, G	T12	5.49	5.6	5.71	40	1	2	-2	2.5	200
BZX84B6V2LT1, G	T13	6.08	6.2	6.32	10	3	4	0.4	3.7	185
BZX84B6V8LT1, G	T14	6.66	6.8	6.94	15	2	4	1.2	4.5	155
BZX84B7V5LT1, G	T15	7.35	7.5	7.65	15	1	5	2.5	5.3	140
BZX84B8V2LT1, G	T16	8.04	8.2	8.36	15	0.7	5	3.2	6.2	135
BZX84B9V1LT1, G	T17	8.92	9.1	9.28	15	0.5	6	3.8	7	130
BZX84B12LT1, G	T18	11.8	12	12.2	25	0.1	8	6	10	130
BZX84B15LT1, G	T22	14.7	15	15.3	30	0.05	10.5	9.2	13	110
BZX84B16LT1, G	T19	15.7	16	16.3	40	0.05	11.2	10.4	14	105
BZX84B18LT1, G	T20	17.6	18	18.4	45	0.05	12.6	12.4	16	100
BZX84B22LT1, G	T24	21.6	22	22.4	55	0.05	15.4	16.4	20	85
BZX84B24LT1, G	T25	23.5	24	24.5	70	0.05	16.8	18.4	22	80

4. Zener voltage is measured with a pulse test current I_Z at an ambient temperature of 25°C .

* The "G" suffix indicates Pb-Free package available.

Anhang B Frequenz- und Phasengang des RC-Gliedes.

Das RC-Glied wird auch als Tiefpass verwendet, da es tiefe Frequenzen unverändert überträgt und bei hohen Frequenzen eine Dämpfung der Amplitude und eine Phasenverschiebung bewirkt.



Der Frequenzgang der Verstärkung und der Phasenverschiebung lässt sich über die komplexe Spannungsteilerformel berechnen:

$$v = \frac{U_a}{U_e} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Durch konjugiert komplexes Erweitern erhält man den Betrag der Verstärkung $v(\omega)$ sowie den Phasengang $\varphi(\omega)$:

$$v(\omega) = \left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \sqrt{\operatorname{Re}^2(v) + \operatorname{Im}^2(v)} = \sqrt{\frac{1}{1 + (\omega RC)^2}} \quad \text{bzw. in dB: } v_{dB}(\omega) = 20 \cdot \log v(\omega)$$

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{\operatorname{Im}(v)}{\operatorname{Re}(v)} = -\arctan(\omega RC)$$

Man erkennt, dass mit zunehmender Frequenz das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung immer kleiner wird. D. h. für hohe Frequenzen bildet der Kondensator nahezu einen Kurzschluss. Der Maximalwert der Phasenverschiebung beträgt $\varphi(\omega \rightarrow \infty) = -90^\circ$.

Charakteristische Größe ist die sog. Grenzfrequenz f_g :

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{bzw.} \quad \omega_g = \frac{1}{RC}$$

Bei ihr gilt:

$$|\operatorname{Re}(v)| = |\operatorname{Im}(v)| \quad \text{und} \quad \varphi(\omega_g) = -45^\circ$$

Bei der Grenzfrequenz ist die Verstärkung bereits auf den Wert $\frac{1}{\sqrt{2}}$ abgefallen. Dies entspricht -3dB im Bode-Diagramm.

-

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Kleinsignalverhalten bipolarer Transistoren

von
Dr.-Ing. A. Teltschik

Inhaltsverzeichnis

1	Lernziele	3
2	Literatur	3
3	Geräte	3
4	Theoretische Grundlagen	4
4.1	Statische Kennlinien und Kenngrößen des Bipolartransistors.....	5
4.1.1	Gleichstromverstärkung	5
4.2	Arbeitspunkt und Arbeitsgerade	6
4.3	Emitterschaltung als Kleinsignalverstärker für Wechselspannungen	8
4.3.1	Kleinsignalparameter, Vierpoldarstellung und Spannungsverstärkung.....	8
4.4	Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung	13
4.5	Kollektorschaltung.....	16
5	Durchführung des Versuchs	19
5.1	Aufgabe 1: Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung.....	19
5.1.1	Aufgabe 1a: Kenngrößen, Arbeitspunkt und Arbeitsgerade.....	19
5.1.2	Aufgabe 1b: Eingangswiderstand der Emitterschaltung	24
5.1.3	Aufgabe 1c: Temperaturverhalten der Emitterschaltung.....	25
5.2	Aufgabe 2: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung	25
5.2.1	Aufgabe 2a: Spannungsverstärkung bei Stromgegenkopplung.....	25
5.2.2	Aufgabe 2b: Temperaturverhalten bei Stromgegenkopplung.....	27
5.3	Aufgabe 3: Kollektorschaltung	28
5.3.1	Aufgabe 3a: Bestimmung der Ausgangskennlinie	28
5.3.2	Aufgabe 3b: Temperaturverhalten der Kollektorschaltung	29
	ETGP - Versuchsfeedback	31
	Anhang A Datenblatt BC546	33

5 Durchführung des Versuchs

Hinweis: Verwenden Sie für alle Aufbauten ausschließlich die **kurzen grünen Kabel** für die Verbindung der **Transistor Basis zu den Basisvorwiderständen**. Durch die sehr kleinen Basisströme (wenige μA) minimieren Sie damit Störeinflüsse durch lange Kabel.



5.1 Aufgabe 1: Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung

5.1.1 Aufgabe 1a: Kenngrößen, Arbeitspunkt und Arbeitsgerade

Im Anhang finden Sie das Datenblatt des in diesem Versuch eingesetzten Transistortyps **BC546B**. Welche minimale und maximale Gleichstromverstärkung B garantiert der Hersteller für das Bauteil? Welche maximale Kollektor-Emitter-Spannung dürfen Sie anlegen?

Antwort:

$B_{min} = \underline{\hspace{2cm}}$	$B_{max} = \underline{\hspace{2cm}}$
aus späterer Berechnung (Seite 20): $B_{berechnet} = \underline{\hspace{2cm}}$	

Wie hoch ist der maximale Kollektorstrom $I_{C_{max}}$, den der Transistor führen darf?

Wie groß muss dann der Kollektorwiderstand R_C mindestens dimensioniert werden, damit der Transistor für $U_{CE_{max}}$ nicht zerstört wird? Bestimmen Sie zusätzlich $R_{C_{min}}$ für $U_0 = 5\text{V}$ und $U_0 = 10\text{V}$.

Antwort:

$I_{C_{max}} = \underline{\hspace{2cm}}$		$U_0 = U_{CE_{max}}$	$U_0 = 5\text{V}$	$U_0 = 10\text{V}$
$U_{CE_{max}} = \underline{\hspace{2cm}}$	$R_{C_{min}}$			

Im Datenblatt finden Sie ebenfalls Angaben zur Anschlussbelegung des Transistors. Bestimmen Sie die richtige Position, wie der Transistor in den Sockel der Versuchsbox zu stecken ist. Überprüfen Sie die Einbauposition des Transistors in der Versuchsbox auf ihre Richtigkeit.

Antwort:

C

B

E

Sockelbelegung

Ansicht von oben auf den Transistor, wie er im Sockel steckt

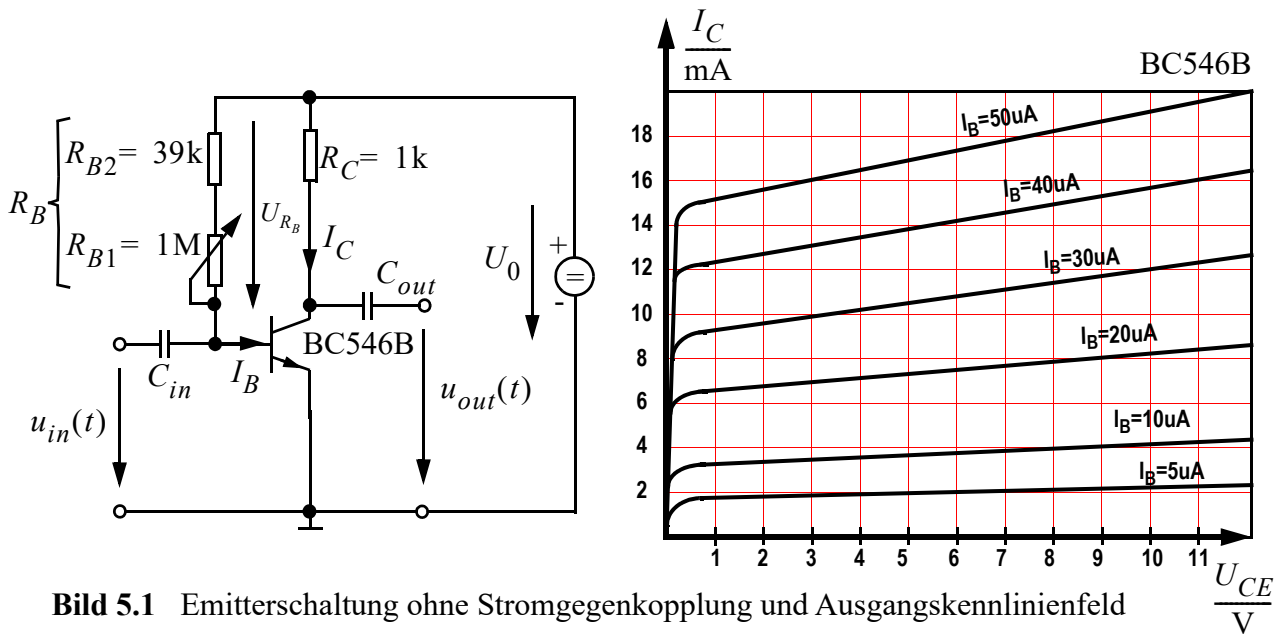


Bild 5.1 Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung und Ausgangskennlinienfeld

Bild 5.1 zeigt einen Spannungsverstärker in Emitterschaltung. Zeichnen Sie für $U_0 = 10\text{V}$ die Arbeitsgerade in das Ausgangskennlinienfeld und bestimmen Sie den optimalen Arbeitspunkt. Geben Sie den Bereich an, in welchem der Basisstrom laut Ausgangskennlinienfeld für den Arbeitspunkt liegen sollte.

Antwort:

$I_{C_{AP}} =$ _____	Aus Kennlinienfeld:
$U_{CE_{AP}} =$ _____	_____ $< I_{B_{AP}} <$ _____
$U_{BE_{AP}} =$ _____	aus Messung:
	$I_{B_{AP}} = \frac{U_0 - U_{BE_{AP}}}{R_B} \Big _{AP} =$ _____

Bauen Sie nun die Schaltung nach Bild 5.1 auf. Es sei $U_0 = 10\text{V}$. Stellen Sie Ihren ermittelten Arbeitspunkt durch Variation von R_{B1} ein, indem Sie mit dem Multimeter die Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE_{AP}}$ ausmessen.

Messen Sie dann $U_{BE_{AP}}$ mit dem Multimeter und bestimmen Sie anschließend $I_{B_{AP}}$, indem Sie mit dem Multimeter R_B in stromlosem Zustand ausmessen.

Hinweis:



Zur Bestimmung von R_B mittels Ohmmeter (Ohmmessbereich des Multimeters) muss die Schaltung spannungsfrei sein und R_B darf nicht mit der Transistorbasis verbunden sein!

Vergleichen Sie Ihre Messung mit Ihrer Abschätzung aus dem Ausgangskennlinienfeld.

Warum muss bei der Vermessung von R_B dieser spannungsfrei sein und darf nicht mit der Transistorbasis verbunden sein? Welchen Zweck hat der Widerstand R_{B2} ?

Antwort:

Sie haben nun alle Größen ermittelt, die Sie zur Bestimmung der Gleichstromverstärkung $B = I_C/I_B$ benötigen. Berechnen Sie nun B und vergleichen Sie das Ergebnis mit den Datenblattangaben im Antwortkasten auf der Seite 19.

Aufgabe 1b: Dynamische Verstärkeranalyse

Nachfolgend werden Sie qualitativ die Arbeitsweise des Verstärkers untersuchen. Überprüfen Sie vorab nochmals die Arbeitspunkteinstellung durch Messung von U_{CE} und korrigieren sie ggf. den Arbeitspunkt nach. Es sei weiterhin $U_0 = 10\text{V}$.

Stellen Sie den Funktionsgenerator auf seine Werkseinstellungen zurück (s. Geräteanleitung).



Speisen Sie nun in die Schaltung nach Bild 5.1 eine sinusförmige Eingangsspannung der Frequenz $f = 1\text{kHz}$ aus dem Funktionsgenerator als $u_{in}(t)$ ein. Untersuchen Sie, in welchem Bereich die Amplitude $\hat{u}_{in}$ der Eingangsspannung liegen muss, damit die Ausgangsspannung $u_{out}(t)$ ein möglichst unverzerrtes, verstärktes Abbild der Eingangsspannung ist. Oszillografieren Sie dazu die Ausgangsspannung $u_{out}(t)$ (**CH2**) sowie die Eingangsspannung $u_{in}(t)$ (**CH1**) im Zweikanalbetrieb des Oszilloskops mit DC Signal-Coupling.

Hinweise:

Beginnen Sie bei der kleinstmöglichen Amplitude, die der Funktionsgenerator liefern kann. Dazu müssen Sie -20dB Dämpfung über das Tastenfeld (SHIFT gefolgt von der Ziffer 8) und weitere -20dB Dämpfung durch Ziehen des Amplitudenreglers aktivieren. Ist die -20dB Dämpfung über das Tastenfeld aktiviert, so erscheint im Display -20dB über der Frequenzanzeige. Da die Eingangsspannung sehr klein und verrauscht ist, empfiehlt es sich auf die Ausgangsspannung (CH2**) zu triggern und den Filter **LF-on** im Trigger Filter Menü zu aktivieren. Mit **Bandwidth 20MHz** im **VERT XY** Menü lässt sich das Signalrauschen etwas eindämmen.**



Wenn Sie die Versuchsbox einschalten finden noch Ausgleichsvorgänge am Ausgangskondensator C_{out} statt. Sie erkennen dies daran, dass das Oszillogramm der Ausgangsspannung langsam entlang der Y-Achse wandert. Um dies zu beschleunigen müssen Sie C_{out} entladen, indem Sie dessen Ausgang kurz mit Masse (GND) verbinden.

Beachten Sie die Skalierung und die 0V (GND) Position der Skizzen.

Erstellen Sie Skizzen der Ausgangsspannung für die drei auf der nachfolgenden Seite abgebildeten Fälle.

5. Kapitel: Durchführung des Versuchs

Skizzen:



a. Verzerrungsfreie Verstärkung: $\hat{u}_{in} = 7.5\text{mV}$

Bereich der verzerrungsfreien Verstärkung: $0\text{mV} < \hat{u}_{in} < \text{_____mV}$



b. Beginnende Verzerrung der positiven Halbwelle: $\hat{u}_{in} \approx 20\text{mV}$



c. Positive und negative Halbwelle stark verzerrt: $\hat{u}_{in} \approx 100\text{mV}$

Fragen:

1. Wie gestaltet sich die beginnende Verzerrung der positiven Halbwelle der Ausgangsspannung?
2. Wie gestaltet sich die Verzerrung der negativen Halbwelle der Ausgangsspannung?
3. Was fällt Ihnen beim unverzerrten Signal bezüglich dessen Symmetrie auf?

Antwort:

Berechnen Sie die Spannungsverstärkung aus der Amplitudenmessung für den 1. Fall $\hat{u}_{in} = 7.5\text{mV}$. Halbieren Sie anschließend die Versorgungsspannung und bestimmen Sie erneut die Spannungsverstärkung. Welchen Zusammenhang erkennen Sie?

Antwort:

Zusammenhang:

$$v_u|_{U_0 = 10\text{V}} = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$v_u|_{U_0 = 5\text{V}} = \underline{\hspace{2cm}}$$

Ziehen Sie nun den Offsetregler am Funktionsgenerator und variieren Sie die Offsetspannung des Eingangssignals $u_{in}(t)$. Welchen Einfluss der Offsetspannung auf das Ausgangssignal $u_{out}(t)$ können Sie erkennen? Geben Sie eine Erklärung für das beobachtete Verhalten ab.

Antwort:

5.1.2 Aufgabe 1b: Eingangswiderstand der Emitterschaltung

Berechnen Sie den Eingangswiderstand $r_{BE} = \left. \frac{\beta}{S} \right|_{U_{CE} = \text{konst.}}$. Verwenden Sie als Näherung für β

ihr berechnetes **B** aus Aufgabe 1a und für S die Näherung nach Gl. (4.10) auf Seite 10 für $\vartheta = 25^\circ\text{C}$.

Antwort:

$$r_{BE} \approx \underline{\hspace{2cm}}$$

Bestimmen Sie nun messtechnisch r_{BE} aus den Wechselspannungsamplituden:

$$r_{BE} = \left. \frac{\hat{u}_{BE}}{\hat{i}_B} \right|_{U_{CE} = \text{konst.}} \quad \text{Gl. (5.1)}$$

Bauen Sie hierzu ihre Schaltung wie in Bild 5.2 dargestellt um. Es sei $U_0 = 10\text{V}$, $u_{in}(t) = 40\text{mV} \cdot \sin(\omega t)$ eine **offsetfreie** Spannung der Frequenz 1 kHz.

Die Stromamplitude $\hat{i}_B$ müssen Sie über eine Spannungsamplitudenmessung am Vorwiderstand R_v bestimmen (s. Bild 5.2). Überlegen Sie sich hierzu wie Sie die Spannung $u_R(t)$ über R_v im Zweikanalbetrieb direkt Oszillografieren können.

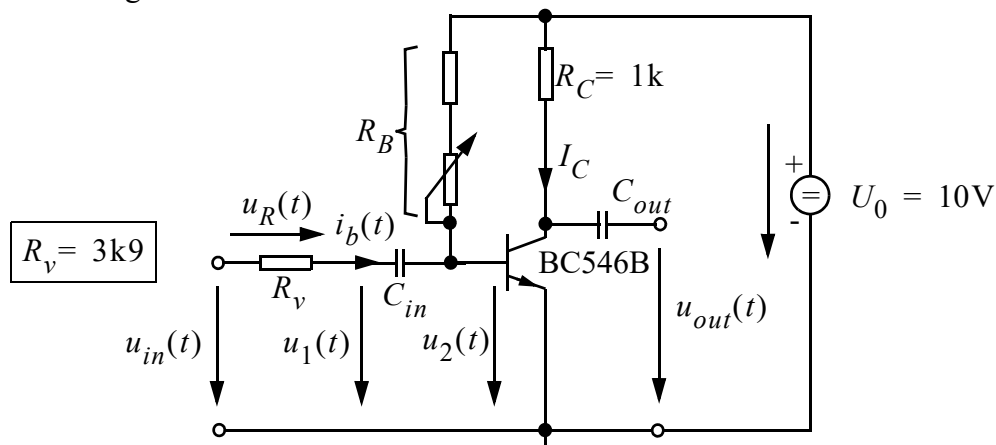


Bild 5.2 Messtechnische Bestimmung des Eingangswiderstandes

Müssen Sie für die Messung von $\hat{u}_{BE}$ die Spannung $u_1(t)$ oder $u_2(t)$ oszillografieren oder ist dies egal? Welchen Signal Coupling Modus (AC / DC) am Oszilloskop müssen Sie verwenden?

Antwort:

$$r_{BE} = \frac{\hat{u}_{BE}}{\hat{i}_B} =$$

5.1.3 Aufgabe 1c: Temperaturverhalten der Emitterschaltung

Verwenden Sie weiterhin die Schaltung nach Bild 5.2. Stellen Sie bei $U_0 = 10\text{V}$ nochmals den optimalen Arbeitspunkt ein und speisen Sie die Schaltung unverändert mit einer sinusförmigen Eingangsspannung der Frequenz 1kHz. Die Amplitude betrage weiterhin 40mV. Oszillografieren Sie $u_{CE}(t)$ im DC-Coupling Modus.

Kühlen Sie nun den Transistor mit dem bereitstehenden Kühspray ab. Anschließend erwärmen Sie den Transistor mit dem bereitliegenden Föhn.

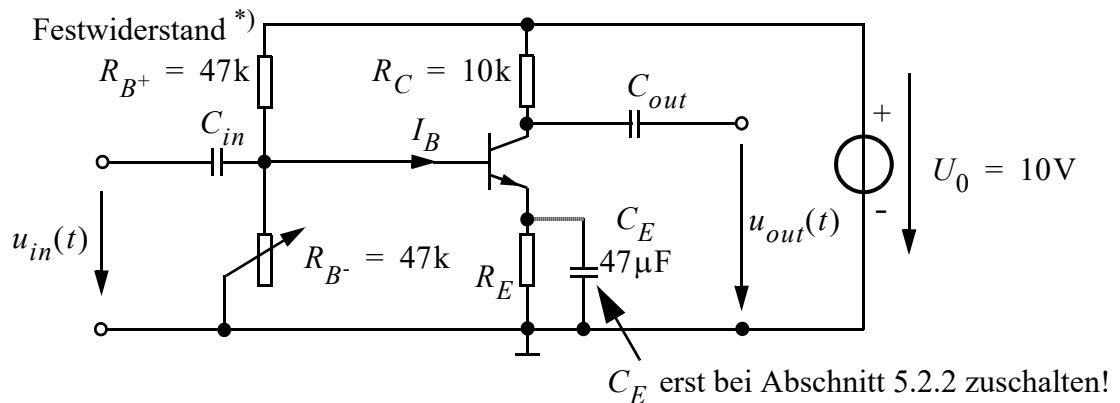
In welche Richtung verschiebt sich der Arbeitspunkt (U_{CE}) bei Temperaturveränderung?

Antwort:

5.2 Aufgabe 2: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

Für alle Aufgabenteile von Aufgabe 2 gilt:

Jedesmal wenn Sie den Emitterwiderstand ändern, müssen Sie den Arbeitspunkt neu einstellen!



*) 47k NICHT mit dem $1\text{M}\Omega$ Poti einstellen sondern der Festwiderstand verwenden!

Bild 5.3 Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

5.2.1 Aufgabe 2a: Spannungsverstärkung bei Stromgegenkopplung

Bild 5.3 zeigt den Spannungsverstärker in Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung. In diesem Versuch bestimmen Sie messtechnisch die Verstärkung der Emitterschaltung für unterschiedliche R_E , **ohne** kapazitive Überbrückung. Gehen Sie dabei wie folgt vor:

5. Kapitel: Durchführung des Versuchs

1. Auswahl von R_E und Aufbau der Schaltung **ohne** C_E und $u_{in}(t)$.
2. Einstellung des optimalen Arbeitspunktes mit R_{B^-} und dem Voltmeter.
Welche Spannung müssen Sie messen?
3. Einspeisung eines sinusförmigen Eingangssignals mit $\hat{u}_{in} = 20\text{mV}$ und $f = 1\text{kHz}$
4. Vermessung von $\hat{u}_{out}$ mit dem Oszilloskop und Bestimmung der Verstärkung $|v_u|$.
5. Entfernen von $u_{in}(t)$... Neubeginn bei 1.

Hinweise:



R_{B^-} ist ein sogenanntes 10-Gänge Potentiometer. Der Widerstandswert des Potis deckt den Bereich zwischen $470\Omega \dots 47\text{k}\Omega$ ab und wird über 10 Umdrehungen à 360° eingestellt, was ein präziseres Einstellen ermöglicht als dies bei einem herkömmlichen Poti mit einem nur 270° umfassenden Drehbereich gegeben ist.

Je kleiner der Emitterwiderstand wird, um so schwieriger gestaltet sich die Arbeitspunkteinstellung. Es genügt, wenn Sie in diesen Fällen U_{CE} auf $\pm 0.1\text{V}$ einstellen

$R_E \text{ } [\Omega]$	$ v_u \approx R_C/R_E$ $\approx 10\text{k}/R_E$	$ v_u = \frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}}$
2200		
1000		
220		
100		

Warum stimmt die Lösung $|v_u| \approx R_C/R_E$ für größere Werte von R_E besser als für kleinere?

Antwort:

5.2.2 Aufgabe 2b: Temperaturverhalten bei Stromgegenkopplung

Prüfen Sie die Temperaturempfindlichkeit der Stromgegenkopplung nach Bild 5.3 auf Seite 25 **ohne kapazitive Überbrückung** von R_E für die beiden Widerstände $R_E = 1000\Omega$ und $R_E = 100\Omega$.

Stellen Sie auch hier zuerst (grob) den Arbeitspunkt ein, bevor Sie ein sinusförmiges Eingangssignal mit $\hat{u}_{in} = 20\text{mV}$ und $f = 1\text{kHz}$ einspeisen.

Oszillografieren Sie die Kollektorspannung U_C direkt am Kollektor des Transistor (also nicht $u_{out}(t)$) im DC-Coupling Modus und beobachten Sie die Signaldrift bei Temperaturänderung durch das Kühlspray und den Fön.

Für welchen Emitterwiderstand ist die Temperaturabhängigkeit am geringsten? Warum?

Antwort:

Welche Eigenschaft des Spannungsverstärkers verschlechtert sich durch die verbesserte Temperaturstabilität?

Antwort:

Überbrücken Sie nun R_E mit $C_E = 47\mu\text{F}$ und wiederholen Sie den Versuch mit $\hat{u}_{in} = 10\text{mV}$.

Wie groß ist nun die Spannungsverstärkung $|v_u| = \frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}}$ in beiden Fällen? Erklären Sie den Unterschied zur Schaltung ohne C_E .

Antwort:

$$\left| v_u \right| = \frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}} \bigg|_{R_E = 100\Omega} = \underline{\hspace{2cm}} \qquad \left| v_u \right| = \frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}} \bigg|_{R_E = 1\text{k}\Omega} = \underline{\hspace{2cm}}$$

Erklärung:

5.3 Aufgabe 3: Kollektorschaltung

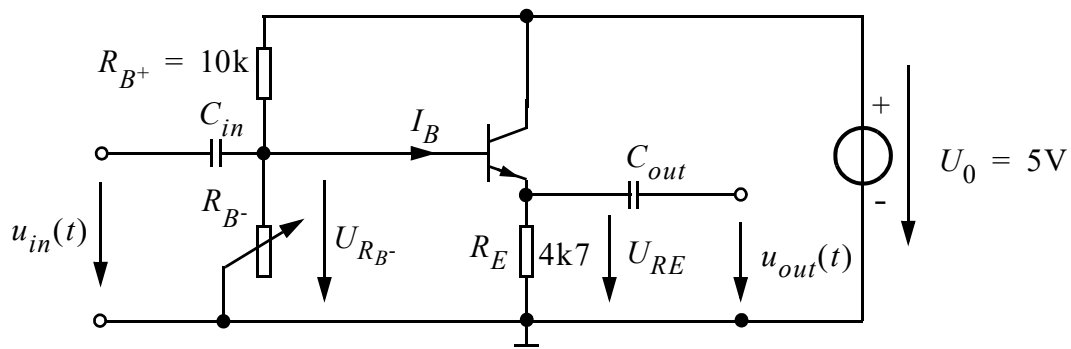
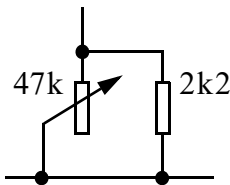
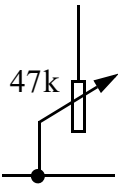


Bild 5.4 Kollektorschaltung

5.3.1 Aufgabe 3a: Bestimmung der Ausgangskennlinie

Betreiben Sie die Schaltung nach Bild 5.4 **ohne Eingangswechselspannung** $u_{in}(t)$. Es sei $U_0 = 5V$. Zeichnen Sie die Übertragungskennlinie $U_{RE} = f(U_{R_{B^-}})$ für $0V \leq U_{R_{B^-}} \leq 4V$ in das Diagramm auf Seite 29. Variieren Sie hierzu mit R_{B^-} die Spannung $U_{R_{B^-}}$ von $0.3V$ an und messen Sie mit dem Multimeter die Gleichspannungen $U_{R_{B^-}}$ und U_{RE} . Um $U_{R_{B^-}}$ gut einstellen zu können, ist es zweckmäßig folgende Widerstandskombinationen für R_{B^-} zu verwenden:

$0.3V < U_{R_{B^-}} \leq 0.85V$	$0.85V < U_{R_{B^-}} \leq 4V$
$R_{B^-} = 47k \parallel 2k2$ 	$R_{B^-} = 47k$ 

Wählen Sie im Knickbereich ausreichend Messpunkte, um den Verlauf richtig darzustellen.

Tragen Sie anschließend den Proportionalitätsbereich und den optimalen Arbeitspunkt in das Diagramm ein und stellen Sie die Schaltung auf diesen Arbeitspunkt ein.

Speisen Sie nun in die Schaltung ein Sinussignal $u_{in}(t)$ der Frequenz $1kHz$ ein und variieren Sie die Amplitude. (-20dB Dämpfungen am Funktionsgenerator abschalten).

Bestimmen Sie mit dem Oszilloskop, welche maximale Eingangsamplitude $\hat{u}_{in}$ Ihr Eingangssignal haben darf, damit Sie ein verzerrungsfreies Ausgangssignal bekommen?



Dies gelingt am besten, wenn Sie $u_{in}(t)$ und $u_{out}(t)$ im AC-Coupling Modus mit identischer Eingangsverstärkung erfassen und überdeckend auf dem Oszilloskop darstellen.

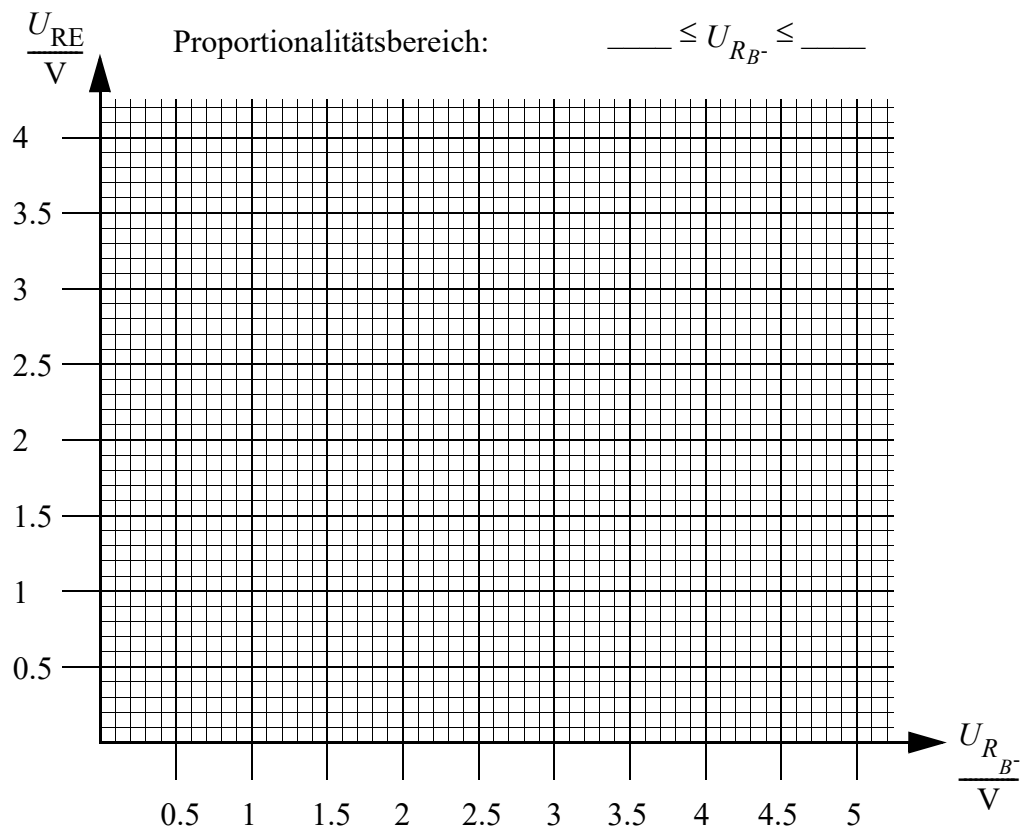


Bild 5.5 Übertragungskennlinie der Kollektorschaltung

Welche der Ausgangs-Halbwellen (Positive oder Negative) wird zuerst verzerrt? Warum?

Antwort:

$$\hat{u}_{in_{max}} \approx \text{---}$$

5.3.2 Aufgabe 3b: Temperaturverhalten der Kollektorschaltung

Untersuchen Sie das Temperaturverhalten der Kollektorschaltung, in dem Sie die Transistortemperatur mit dem bereitstehenden Kühspray und dem Fön verändern.

Welchen Einfluss hat eine Temperaturänderung auf den Arbeitspunkt / das Ausgangssignal? Warum?

Antwort:

5. Kapitel: Durchführung des Versuchs

ETGP - Versuchsfeedback

Versuch: Bipolar Transistoren

Datum: _____

1. Was hat Dir an diesem Versuch gefallen?
2. Gibt es Fehler/Unklarheiten im Skript? Wenn ja, welche?
3. Konnten die Betreuer gestellte Fragen klären?
4. Gibt es etwas, das Du bei diesem Versuch ändern würdest?
5. Sonstige Anmerkungen

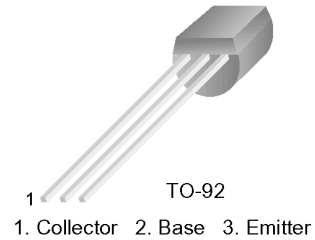
Anhang A Datenblatt BC546



BC546/547/548/549/550

Switching and Applications

- High Voltage: BC546, $V_{CE0}=65V$
- Low Noise: BC549, BC550
- Complement to BC556 ... BC560



NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_a=25^{\circ}C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : BC546	80	V
	: BC547/550	50	V
	: BC548/549	30	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : BC546	65	V
	: BC547/550	45	V
	: BC548/549	30	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage : BC546/547	6	V
	: BC548/549/550	5	V
I_C	Collector Current (DC)	100	mA
P_C	Collector Power Dissipation	500	mW
T_J	Junction Temperature	150	$^{\circ}C$
T_{STG}	Storage Temperature	-65 ~ 150	$^{\circ}C$

Electrical Characteristics $T_a=25^{\circ}C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
I_{CBO}	Collector Cut-off Current	$V_{CB}=30V, I_E=0$			15	nA
h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE}=5V, I_C=2mA$	110		800	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10mA, I_B=0.5mA$		90	250	mV
		$I_C=100mA, I_B=5mA$		200	600	mV
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10mA, I_B=0.5mA$		700		mV
		$I_C=100mA, I_B=5mA$		900		mV
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE}=5V, I_C=2mA$	580	660	700	mV
		$V_{CE}=5V, I_C=10mA$			720	mV
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE}=5V, I_C=10mA, f=100MHz$		300		MHz
C_{ob}	Output Capacitance	$V_{CB}=10V, I_E=0, f=1MHz$		3.5	6	pF
C_{ib}	Input Capacitance	$V_{EB}=0.5V, I_C=0, f=1MHz$		9		pF
NF	Noise Figure : BC546/547/548 : BC549/550 : BC549 : BC550	$V_{CE}=5V, I_C=200\mu A$ $f=1KHz, R_G=2K\Omega$		2	10	dB
		$V_{CE}=5V, I_C=200\mu A$ $R_G=2K\Omega, f=30\sim 15000MHz$		1.2	4	dB
				1.4	4	dB
				1.4	3	dB

h_{FE} Classification

Classification	A	B	C
h_{FE}	110 ~ 220	200 ~ 450	420 ~ 800

Typical Characteristics

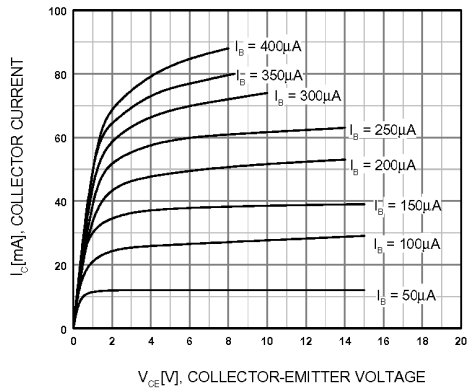


Figure 1. Static Characteristic

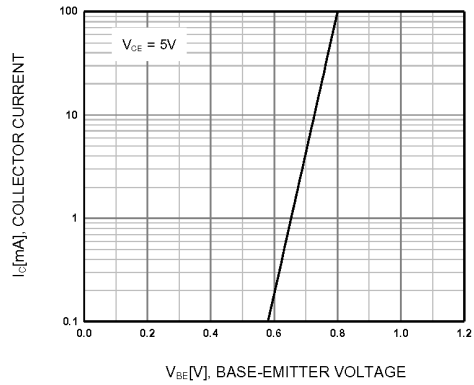


Figure 2. Transfer Characteristic

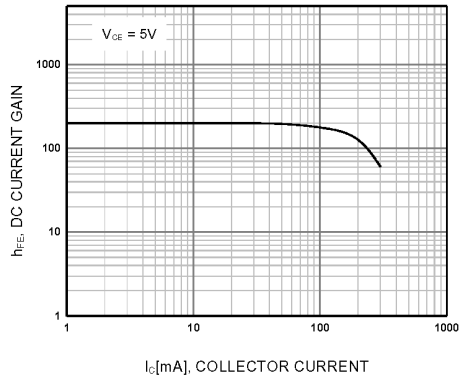


Figure 3. DC current Gain

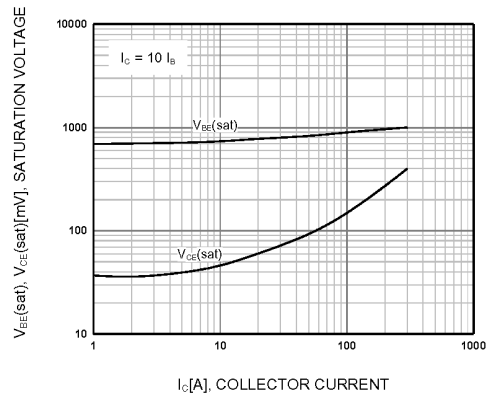


Figure 4. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

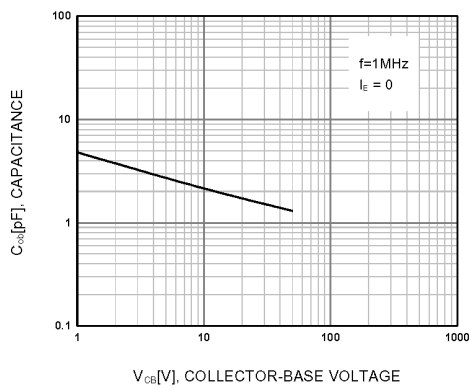


Figure 5. Output Capacitance

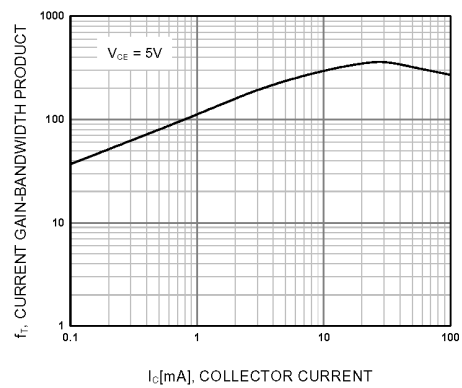


Figure 6. Current Gain Bandwidth Product

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Wechselspannung Gleichrichterschaltungen Linearregler

von
Dr.-Ing. A. Teltschik

Inhaltsverzeichnis

1	Lernziele	3
2	Literatur	3
3	Geräte	3
4	Theoretische Grundlagen	4
4.1	Einleitung.....	4
4.2	Nomenklatur	4
4.3	Zeigerdarstellung von Wechselgrößen.....	4
4.4	Wirk-, Schein- und Blindleistung	7
4.5	Kenngrößen von Kleinspannungs-Transformatoren.....	8
4.6	Gleichrichterschaltungen	9
4.6.1	Einweggleichrichter ohne und mit Glättungskondensator	10
4.6.2	Brückengleichrichter ohne und mit Glättungskondensator	12
4.7	Der programmierbare Linearspannungsregler LM317	13
5	Versuchsdurchführung	15
5.1	Messungen am Transformator	15
5.1.1	Aufgabe 1: Leerlaufspannung und Innenwiderstand.....	15
5.1.2	Aufgabe 2: Das C-R-Glied am Transformator	18
5.1.3	Aufgabe 3: Das L-R Glied am Transformator.....	21
5.2	Gleichrichterschaltungen	25
5.2.1	Aufgabe 4: Restwelligkeit der Einweggleichrichtung.....	25
5.2.2	Aufgabe 5: Dimensionierung des Glättungskondensators	25
5.2.3	Aufgabe 6: Brückengleichrichter	26
5.3	Der Linearregler LM317.....	28
5.3.1	Aufgabe 7: Geregelte Spannungsquelle	29
5.3.2	Aufgabe 8: Schaltungsvariation des LM317	30
	ETGP - Versuchsfeedback	31
	Anhang A Auszug aus dem Datenblatt LM317	33

5 Versuchsdurchführung

Bild 5.1 zeigt die Frontplatte der Messbox. Links der Transformator, gefolgt vom Brückengleichrichter, 2 Glättungskondensatoren, Linearregler und Lastwiderständen. Die Sekundärseite des Transformators ist über eine automatisch rücksetzende Thermosicherung gegen Überlast abgesichert.



Nach dem Einschalten am Hauptschalter leuchtet die Betriebs-LED grün. Ist die Betriebs-LED erloschen haben Sie eine Überlastung verursacht. **Entfernen Sie alle Anschlüsse von der Buchse A~ und warten Sie - auch wenn die LED sofort wieder leuchtet - mindestens 30s bis Sie fortfahren.** Sie ermöglichen dadurch die Abkühlung der Thermosicherung.

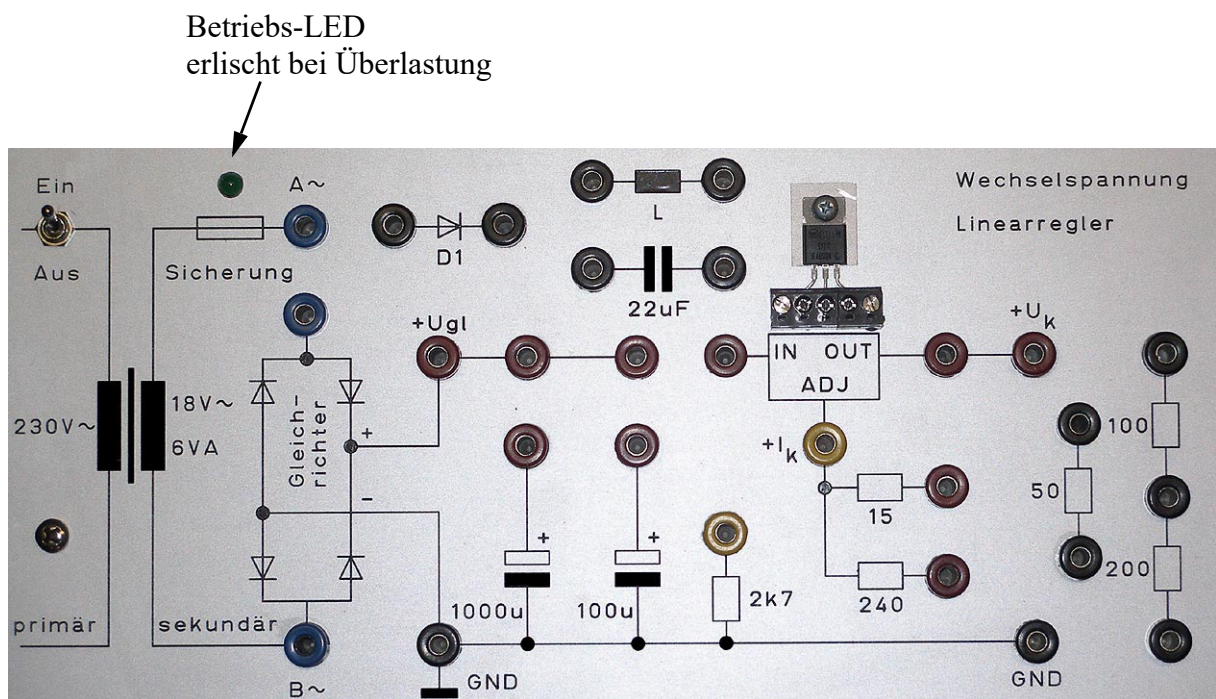


Bild 5.1 Frontplatte des Versuchsaufbaus

5.1 Messungen am Transformator

In diesem Aufgabenteil untersuchen Sie das Verhalten des Transformators als Wechselspannungsquelle mit unterschiedlicher Belastung (resistiv, induktiv, kapazitiv).

5.1.1 Aufgabe 1: Leerlaufspannung und Innenwiderstand

Untersuchen Sie nachfolgend das Verhalten der Sekundärspannung in Abhängigkeit der Belastung für folgende Lastwiderstände: $R = \{\infty, 300, 250, 200, 150, 100, 66.6, 50\} \Omega$.

Messen Sie den Effektivwert U mit dem Multimeter (Modus $\sim V$) und erstellen Sie das $U = f(R)$ Diagramm.

5. Kapitel: Versuchsdurchführung

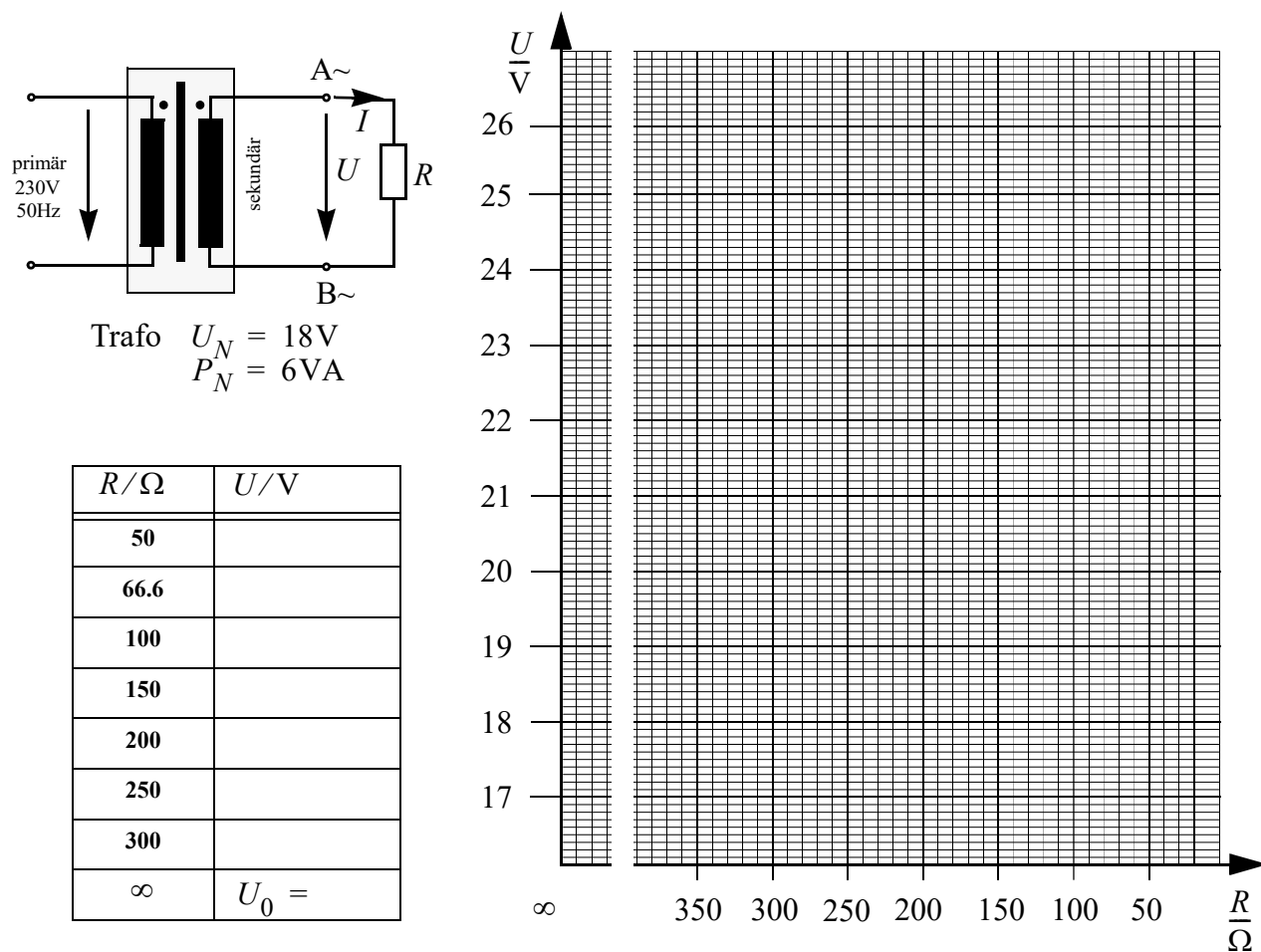


Bild 5.2 Lastabhängigkeit der Sekundärspannung

Verbinden Sie die Einzelmessungen zwischen 50 und 300 Ohm zu einer stetigen Kennlinie. Welchen Nennwiderstand R_N ermitteln Sie? Wie groß ist der zugehörige Nennstrom I_N .

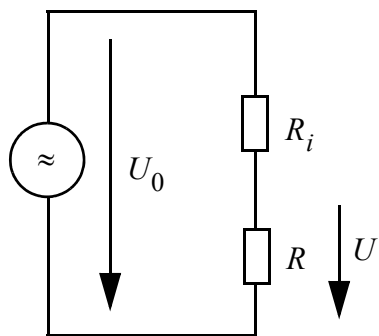
Lösung:

$$R_N = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$I_N = \underline{\hspace{2cm}}$$

Bild 5.3 auf Seite 17 zeigt ein vereinfachtes Ersatzbild des Trafos mit Innenwiderstand und Quelle. Bestimmen Sie $R_i = f(U, U_0, R)$ analytisch und berechnen Sie R_i für die in der Tabelle (Bild 5.3b) gegebenen Werte.

Lösung:



a.

b.

R/Ω	R_i/Ω
50	
66.6	
100	
150	
200	
250	
300	

Bild 5.3 a. Vereinfachtes Trafoersatzbild, b. Innenwiderstand

Wie ändert sich der Innenwiderstand in Abhängigkeit der Last?

Antwort:

Berechnen Sie nun den Nennstrom I_N und den daraus resultierenden Lastwiderstand R_N aus den Trafoangaben. Bestimmen Sie weiterhin aus Gl. (4.15) den Innenwiderstand des Trafos und vergleichen Sie das Ergebnis mit ihren Messwerten.

Lösung:

$$I_N = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$R_N = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$R_i = \underline{\hspace{2cm}}$$

5.1.2 Aufgabe 2: Das C-R-Glied am Transformator

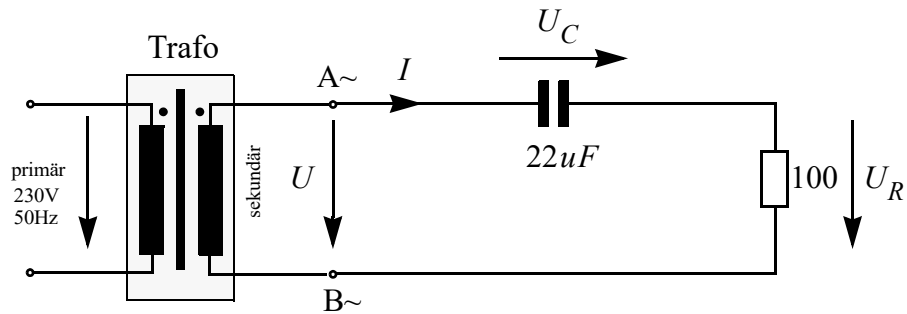


Bild 5.4 C-R Glied

Bauen Sie die Schaltung nach Bild 5.4 auf. Messen Sie mit dem Multimeter die Spannungs-Effektivwerte U_R , U_C und U und berechnen Sie daraus I sowie die Schein-, Wirk- und Blindleistung, die im C-R-Glied umgesetzt wird.

Lösung:

$$U_R = \underline{\hspace{2cm}} \quad U_C = \underline{\hspace{2cm}} \quad U = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$I = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$P = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$S = \underline{\hspace{2cm}}$$

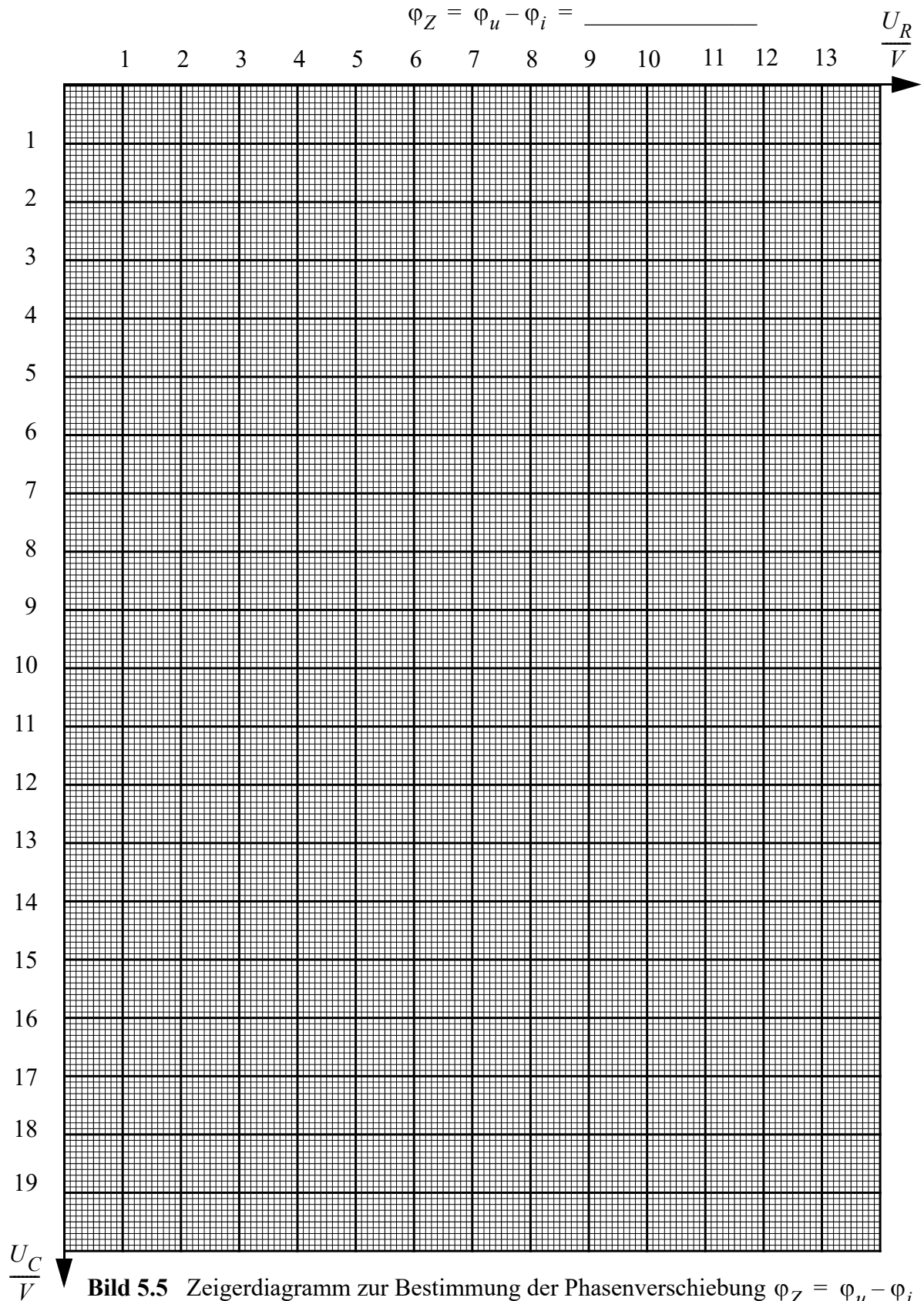
$$Q = \underline{\hspace{2cm}}$$

Die drei Spannungen U_C , U_R und U bilden eine geschlossene Spannungsmasche. Weshalb ist die Summe von U_C und U_R dennoch größer als U ?

Antwort:

Das C-R-Glied kann als komplexe Impedanz $Z = R - j\frac{1}{\omega C}$ betrachtet werden. Im Folgenden werden Sie auf drei verschiedene Arten die Phasenverschiebung $\varphi_Z = \varphi_u - \varphi_i$ bestimmen.

1. Bestimmen Sie die Phasenverschiebung $\varphi_Z = \varphi_u - \varphi_i$ aus dem Zeigerdiagramm (Bild 5.5) der gemessenen Spannungen U_R , U_C , und U . Überlegen Sie sich dazu, welche der drei Spannungen dieselbe Phasenlage wie der Strom I hat.



5. Kapitel: Versuchsdurchführung

2. Messen Sie nun die Phasenverschiebung $\varphi_Z = \varphi_u - \varphi_i$ aus, in dem Sie $u_R(t)$ und $u(t)$ im Zweikanalbetrieb auf dem Oszilloskop darstellen. Verwenden Sie den **Cursor Measure - Time** Modus um die Phasenverschiebung aus der Zeitverschiebung Δt der beiden Signale zu bestimmen.

Eine volle Periode (360°) entspricht bei $f=50\text{Hz}$ Netzfrequenz einer Periodendauer von $T=20\text{ms}$. Skizzieren Sie $u_R(t)$ in das nachstehende Diagramm und kennzeichnen Sie den Phasenwinkel

gemessen: $\Delta t =$ _____ ms

$\varphi_Z =$

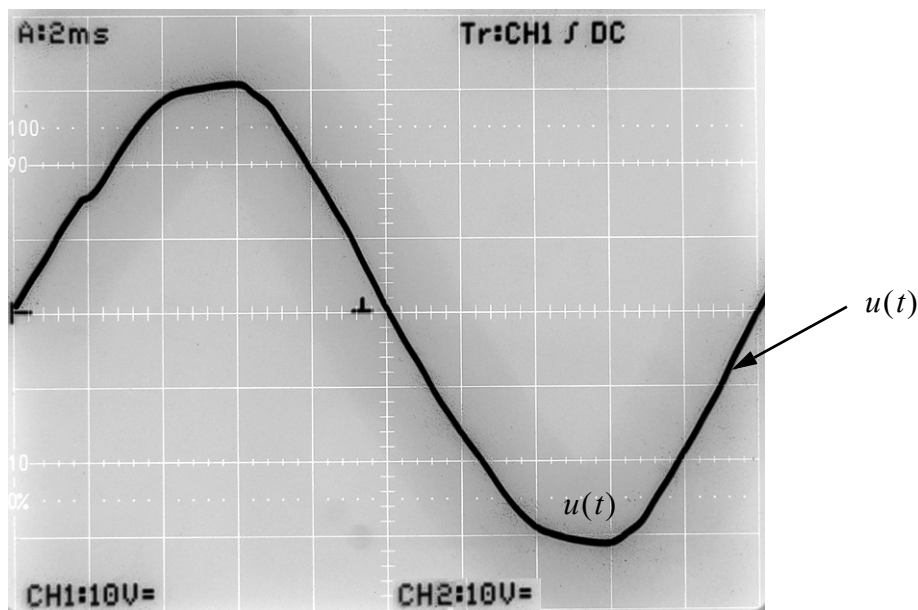


Bild 5.6 Phasenverschiebung C-R Glied

3. Vergleichen Sie abschließend Ihre gemessenen Phasen mit der Berechnung.

Zur Erinnerung: $\varphi_Z = \text{atan}\left(\frac{\text{Im}\{Z\}}{\text{Re}\{Z\}}\right)$.

Berechnung:

aus Zeigerdiagramm: $\varphi_Z =$ _____ aus Oszilloskopmessung: $\varphi_Z =$ _____

5.1.3 Aufgabe 3: Das L-R Glied am Transformator

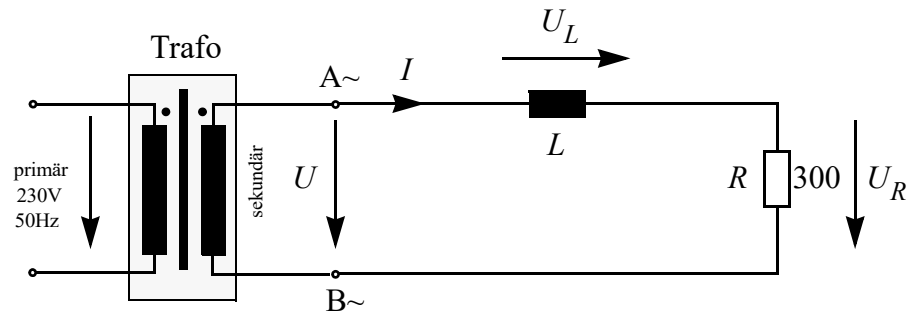


Bild 5.7 L-R Glied

Bild 5.7 zeigt den Transformator mit L-R-Glied beschaltet. L ist unbekannt und soll von Ihnen bestimmt werden. Zeigen Sie, dass

$$L = \frac{R}{\omega} \cdot \sqrt{\left(\frac{U}{U_R}\right)^2 - 1} \quad \text{Gl. (5.1)}$$

Gehen sie dabei vom Ansatz: $U^2 = U_R^2 + U_L^2$ aus und verwenden Sie die Bauteilbeziehungen zwischen Strom und Spannung:

Lösung:

Messen Sie nun die Effektivwerte U_R und U mit dem Multimeter und bestimmen Sie L daraus.

Lösung: $U_R =$ $U =$
 $L =$

5. Kapitel: Versuchsdurchführung

Mit der Kenntnis der Induktivität können Sie nun die Impedanz Z des L-R Gliedes und daraus die Phase $\varphi_Z = \text{atan}\left(\frac{\text{Im}\{Z\}}{\text{Re}\{Z\}}\right)$ berechnen.

Lösung: $Z =$

$\varphi_Z =$

Überprüfen Sie nun Ihre Berechnung durch Messung der Phasenverschiebung $\varphi_Z = \varphi_u - \varphi_i$ mit dem Oszilloskop, indem Sie $u_R(t)$ und $u(t)$ im Zweikanalbetrieb auf dem Oszilloskop darstellen. Verwenden Sie den **Cursor Measure - Time** Modus um die Phasenverschiebung aus der Zeitverschiebung Δt der beiden Signale zu bestimmen.

Eine volle Periode (360°) entspricht bei $f=50\text{Hz}$ Netzfrequenz einer Periodendauer von $T=20\text{ms}$. Skizzieren Sie $u_R(t)$ in das nachstehende Diagramm und kennzeichnen Sie den Phasenwinkel.

gemessen: $\Delta t =$ _____ ms

$\varphi_Z =$

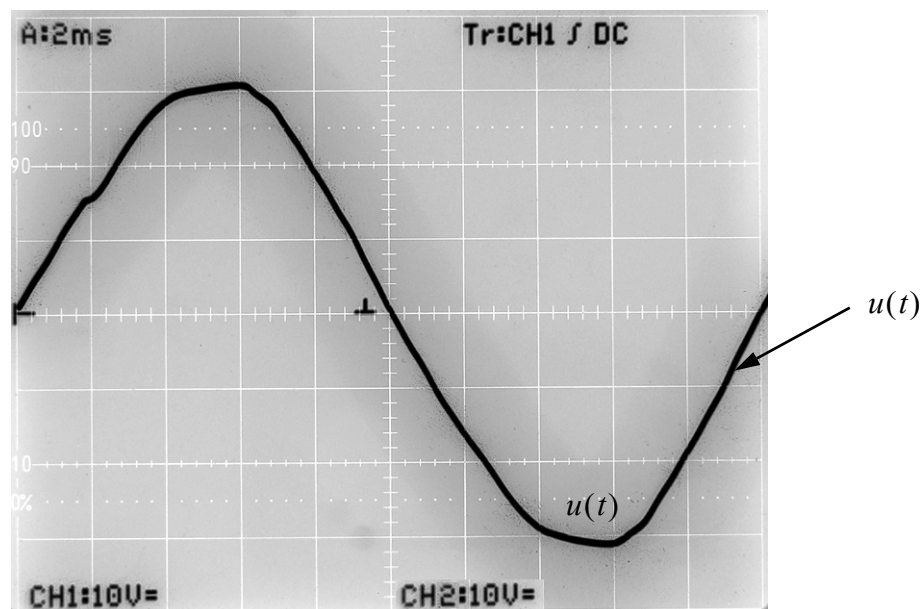


Bild 5.8 Phasenverschiebung L-R Glied

Wie erklären Sie sich den Unterschied zwischen berechneter und gemessener Phase?
Kommt der Fehler von der Berechnung oder von der Messung?

Antwort:

Bestimmen Sie nun die Phase nochmals mit Hilfe des Zeigerdiagramms. Berücksichtigen Sie dabei den ohmschen Innenwiderstand R_L der Spule, den Sie mit dem Multimeter im Ohm-Messbereich an der **unbeschalteten Spule** ausmessen können. Zeichnen Sie das Zeigerdiagramm für die Effektivwerte der Spannungen. Betrachten Sie dabei die Spule als “technische” Spule, wie im Versuch 1 (Oszilloskopmesstechnik). Den Spannungsabfall U_{R_L} über dem Innenwiderstand R_L können Sie über den Strom I berechnen, den Sie über eine Spannungsmessung an der Last R berechnen können.

5. Kapitel: Versuchsdurchführung

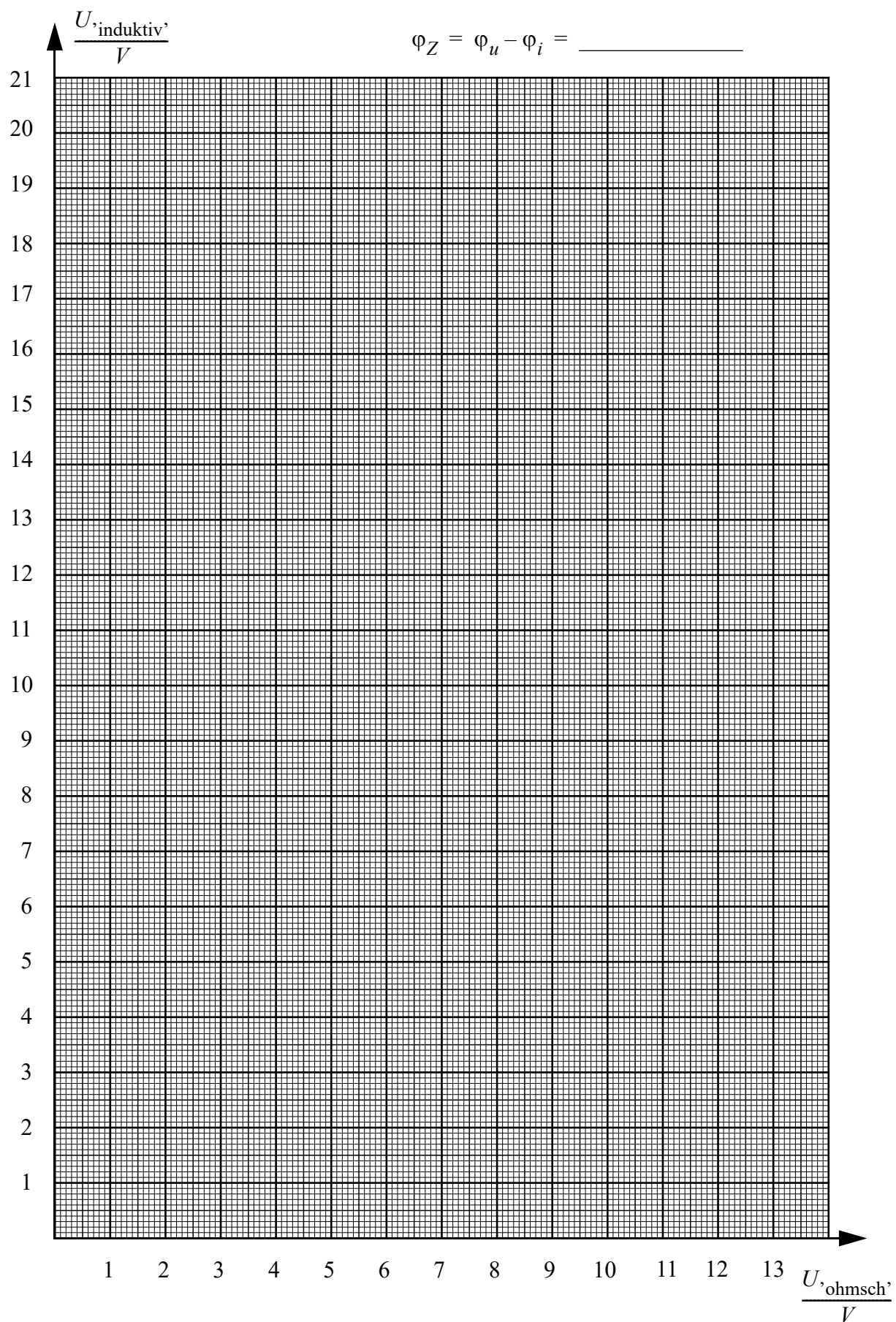


Bild 5.9 Zeigerdiagramm zur Bestimmung der Phasenverschiebung $\varphi_Z = \varphi_u - \varphi_i$

5.2 Gleichrichterschaltungen

5.2.1 Aufgabe 4: Restwelligkeit der Einweggleichrichtung

Bauen Sie die Einweggleichrichterschaltung nach Bild 5.10 B. mit $R = 100\Omega$ auf. Oszilloskopieren Sie im 2-Kanalbetrieb $u(t)$ und $u_R(t)$. Messen Sie weiterhin mit dem Multimeter im DC Bereich (=V) die mittlere Gleichspannung $\overline{U_R}$, die am Lastwiderstand R anliegt.

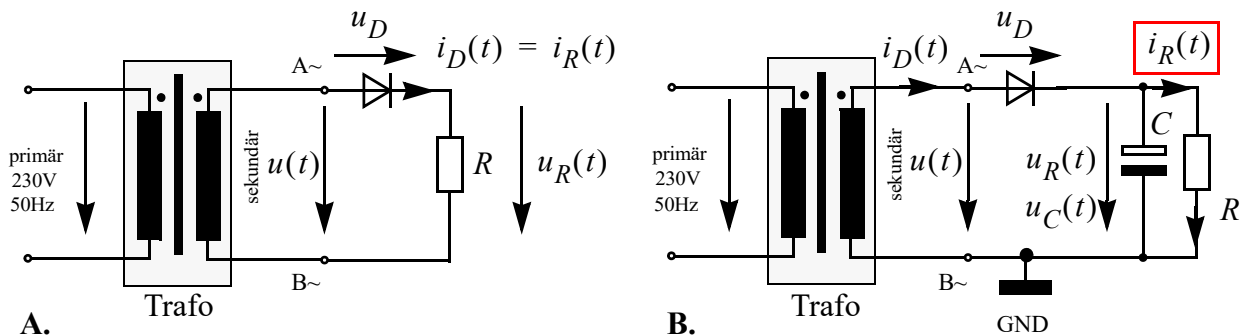


Bild 5.10 Einweggleichrichter ohne (A.) und mit (B.) Glättungskondensator

Welche Restwelligkeit und mittlere Gleichspannung erhalten Sie für

1. $C = 100\mu F$? $\Delta u =$ _____ $\overline{U_R} =$ _____

2. $C = 1000\mu F$? $\Delta u =$ _____ $\overline{U_R} =$ _____

Mit welcher Frequenz f schwingt die Restwelligkeit? $f =$ _____



Hinweis: Die Restwelligkeit ist eine Wechselgröße. Verwenden Sie eine geeignete Signaleinkopplung am Oszilloskop, um eine möglichst bildschirmfüllende Darstellung zu bekommen. Nur so erhalten Sie mit der **Cursor Measure Funktion** eine ausreichende Genauigkeit zur Bestimmung von Δu .

5.2.2 Aufgabe 5: Dimensionierung des Glättungskondensators

Dimensionieren Sie den Glättungskondensator der Einweggleichrichterschaltung nach Bild 5.10 B. so, dass bei einem mittleren Laststrom $\overline{I_R} = 125mA$ die maximale Restwelligkeit $\Delta u = 1.5V$ beträgt.

Lösung:

$$C = \underline{\hspace{2cm}}$$

Überprüfen Sie Ihr Ergebnis mit dem Oszilloskop. Messen Sie dazu im 2-Kanalbetrieb $u(t)$ und $u_R(t)$ sowie den Laststrom $\overline{I_R}$ mit dem Multimeter im 10A $\Rightarrow$ Bereich.

5. Kapitel: Versuchsdurchführung

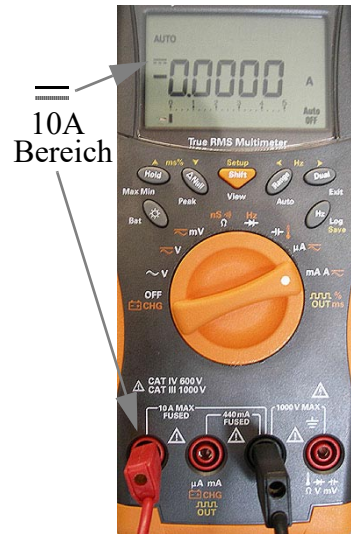


Hinweis: Messen Sie $\bar{I}_R$ zwingend im “+”-Zweig wie in Bild 5.10 B. eingezeichnet, da eine Messung im GND-Zweig durch die geerdeten Oszilloskop-Probes verfälscht wird. Triggern Sie auf $u(t)$, da $u_R(t)$ sehr klein werden kann.

Für welche Lastwiderstände R wird die geforderte Restwelligkeit 1.5V nicht überschritten? Wie beurteilen Sie die Näherungsgleichung zur Dimensionierung von C ?

Lösung:

$R/(\Omega)$	$\Delta u/(V)$	$\bar{I}_R/(mA)$	$\bar{U}_R = R \cdot \bar{I}_R$
300			
250			
200			
150			



Tragen Sie die Spannungswerte $\bar{U}_R$ (Kennlinie) in das Diagramm Bild 5.2 auf Seite 16 ein und vergleichen Sie die beiden Kennlinien.

Weshalb ist $\bar{U}_R$ für $R > 200\Omega$ größer als der Effektivwert U der Trafospannung?

Antwort:

5.2.3 Aufgabe 6: Brückengleichrichter

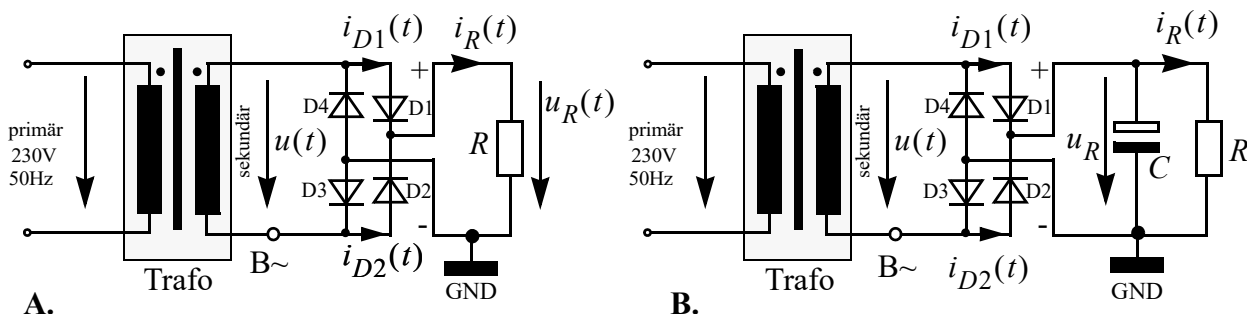


Bild 5.11 Brückengleichrichter ohne (A.) und mit Glättungskondensator (B.)

Warum können Sie bei der Brückengleichrichterschaltung nach Bild 5.11 die Spannungen $u(t)$ und $u_R(t)$ nicht im 2-Kanalbetrieb zusammen oszilloskopieren?

Antwort:



Hinweis: Stellen Sie das Multimeter wieder um auf Gleichspannungsmessung.

B~ und GND dürfen NICHT verbunden sein!

Bauen Sie die Schaltung nach Bild 5.11 A. $R = 100\Omega$ auf und oszilloskopieren Sie $u_R(t)$. Skizzieren Sie $u_R(t)$ in das vorbereitete Diagramm (Bild 5.12). Beachten Sie die Einstellungen für Triggereung, Zeitbasis und Eingangsverstärker:

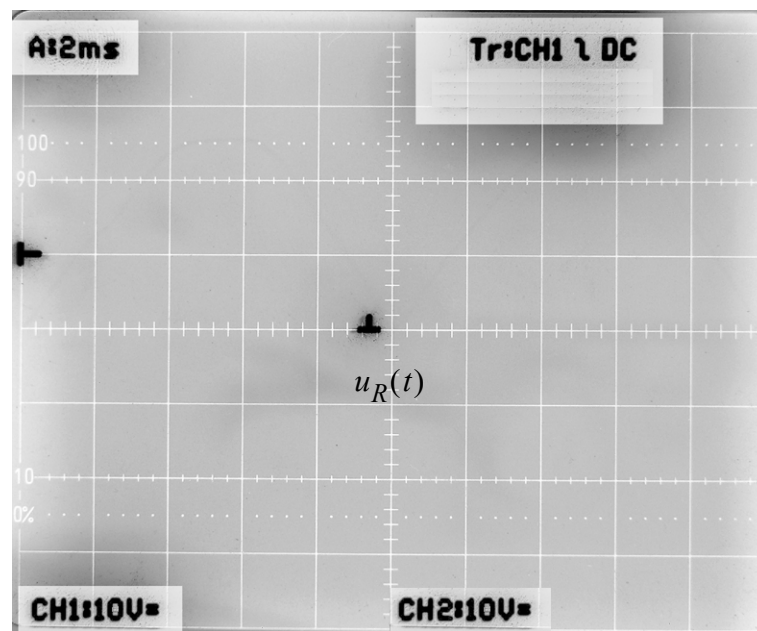


Bild 5.12 Brückengleichrichter ohne Glättungskondensator (Ansicht d. Oszilloskopbildschirms)

Fügen Sie nun abwechselnd den Glättungskondensator $C = 100\mu F$ und $C = 1000\mu F$ hinzu und beobachten Sie den Einfluss auf die Restwelligkeit Δu und die Spannung $\overline{U_R}$. Mit welcher Frequenz f schwingt die Restwelligkeit? Vergleichen Sie Ihre Ergebnisse mit denen aus Aufgabe 4.

Antwort:

$$f = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$C = 100\mu F \quad \Delta u = \underline{\hspace{2cm}} \quad \overline{U_R} = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$C = 1000\mu F \quad \Delta u = \underline{\hspace{2cm}} \quad \overline{U_R} = \underline{\hspace{2cm}}$$

Vergleich:

5. Kapitel: Versuchsdurchführung

Vermessen Sie nun die Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung $\overline{U_R}$ für die Lastwiderstände $R = \{150, 200, 250, 300\} \Omega$ mit Glättungskondensator $C = 1000 \mu F$. Tragen Sie die Spannungen (Kennlinie) direkt in das Diagramm Bild 5.2 auf Seite 16 ein.

Bestimmen Sie aus den Kennlinien, welche Wirkleistung $P = U^2/R$ für $R = 250 \Omega$ im Widerstand umgesetzt wird:

1. Wechselspannungsbetrieb: $P = \underline{\hspace{2cm}}$

2. Einweggleichrichtung mit $C = 1000 \mu F$: $P = \underline{\hspace{2cm}}$

3. Brückengleichrichtung mit $C = 1000 \mu F$: $P = \underline{\hspace{2cm}}$

Wie erklären Sie sich bei konstantem Lastwiderstand $R = 250 \Omega$ die unterschiedlichen Leistungsaufnahmen aus dem Trafo?

Antwort:

5.3 Der Linearregler LM317

Wie Sie in den vorangegangenen Aufgaben gesehen haben, verbleibt nach der Gleichrichtung und Siebung einer Wechselspannung durch einen Glättungskondensator eine meist ungewünschte Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung sowie eine Welligkeit von mehreren 100mV. Beides lässt sich durch den Einsatz eines Linearspannungsreglers reduzieren.

5.3.1 Aufgabe 7: Geregelte Spannungsquelle

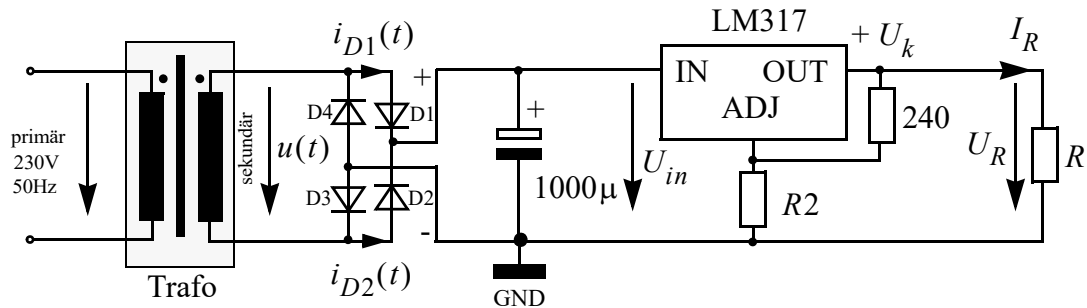


Bild 5.13 Linear geregelte Spannungsquelle

Dimensionieren Sie R_2 so, dass Sie eine Ausgangsspannung $U_R = 15.45\text{V}$ erhalten:

Berechnung:

$$R_2 = \underline{\hspace{2cm}}$$

Bauen Sie die Schaltung auf und untersuchen Sie die Lastabhängigkeit und Welligkeit der Ausgangsspannung für $R = \{300, 100, 40\}\Omega$. Tragen Sie Ihre Messwerte in die Lösungstabelle ein.

Hinweis:



- Schalten Sie die Box bei 40Ω nur *kurz* (max 30s) während der Messung ein, da sonst die Überlastsicherung anspricht (U_R fallend).
- Messen die Eingangs-Welligkeit Δu_{in} der Reglereingangsspannung U_{in} im AC Mode auf CH1 des Oszilloskops und triggern Sie auf CH1
- Messen Sie die Ausgangs-Welligkeit Δu von U_R im AC Mode auf CH2
- Zeitbasis: 2ms. Messen Sie zusätzlich U_R mit dem Multimeter

Wie erklären Sie sich das Verhalten bei $R = 40\Omega$?

Was sagt die relative Welligkeit aus?

Lösung:	$R/(\Omega)$	$\Delta u_{in}/(mV)$	$\Delta u/(mV)$	$U_R/(V)$	$I_R = U_R/R$	rel. Welligkeit / (%) $\Delta u / \Delta u_{in} \cdot 100\%$
	300					
	100					
	(200 50)= 40					

Erklärung R=40 Ohm:

rel. Welligkeit:

5.3.2 Aufgabe 8: Schaltungsvariation des LM317

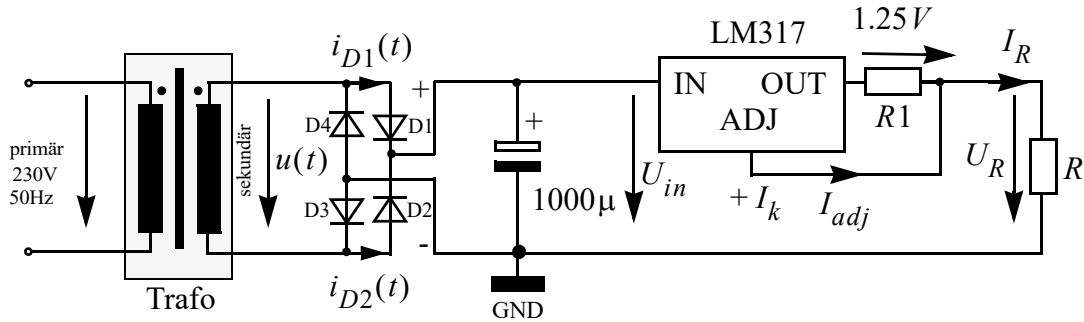


Bild 5.14 Variation einer geregelten Quelle

Bild 5.14 zeigt eine abgewandelte Beschaltung des Linearreglers LM317, die sich die Eigenschaft zu nutze macht, dass der Regler die Spannung zwischen dem OUT und ADJ Anschluss immer auf 1.25V ausregelt. Berechnen Sie den Strom $I_R = f(R1)$.

Um was für einen Schaltungstyp handelt es sich?

Berechnung:

Schaltungstyp:

Dimensionieren Sie $R1$ so, dass $I_R = 83\text{mA}$. Untersuchen Sie die Lastabhängigkeit der Schaltung für $R = \{100, 200, 350\}\Omega$. Messen Sie dazu den Strom I_R mit dem Multimeter. Wie erklären Sie sich das Verhalten für $R = 350\Omega$.



Zum Schutz vor Überlastung schalten Sie die Box *nur* während der Messung kurz ein!

Lösung:

$R/(\Omega)$	$I_R/(mA)$	$U_R = R \cdot I_R$
100		
200		
350		

Erklärung:

ETGP - Versuchsfeedback

Versuch: Wechselspannung

Datum: _____

1. Was hat Dir an diesem Versuch gefallen?
2. Gibt es Fehler/Unklarheiten im Skript? Wenn ja, welche?
3. Konnten die Betreuer gestellte Fragen klären?
4. Gibt es etwas, das Du bei diesem Versuch ändern würdest?
5. Sonstige Anmerkungen

LM317, NCV317

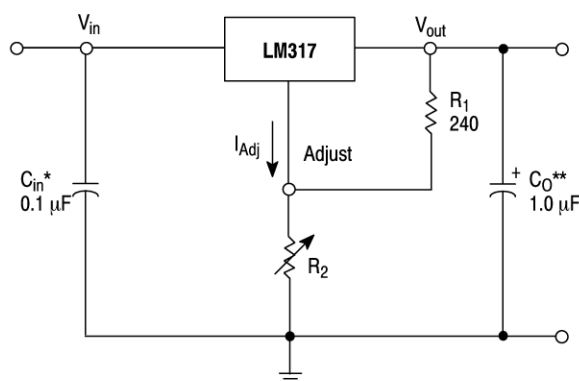
1.5 A Adjustable Output, Positive Voltage Regulator

The LM317 is an adjustable 3-terminal positive voltage regulator capable of supplying in excess of 1.5 A over an output voltage range of 1.2 V to 37 V. This voltage regulator is exceptionally easy to use and requires only two external resistors to set the output voltage. Further, it employs internal current limiting, thermal shutdown and safe area compensation, making it essentially blow-out proof.

The LM317 serves a wide variety of applications including local, on card regulation. This device can also be used to make a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM317 can be used as a precision current regulator.

Features

- Output Current in Excess of 1.5 A
- Output Adjustable between 1.2 V and 37 V
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting Constant with Temperature
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Floating Operation for High Voltage Applications
- Available in Surface Mount D²PAK-3, and Standard 3-Lead Transistor Package
- Eliminates Stocking many Fixed Voltages
- Pb-Free Packages are Available



* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_O is not needed for stability, however, it does improve transient response.

$$V_{out} = 1.25 \text{ V} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{Adj} R_2$$

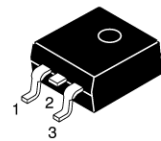
Since I_{Adj} is controlled to less than 100 μA , (typ. 50 μA) the error associated with this term is negligible in most applications.

Figure 1. Standard Application



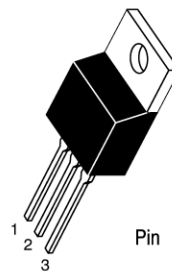
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



**D²PAK-3
D2T SUFFIX
CASE 936**

Heatsink surface (shown as terminal 4 in case outline drawing) is connected to Pin 2.



**TO-220
T SUFFIX
CASE 221AB**

Pin 1. Adjust
2. V_{out}
3. V_{in}

Heatsink surface connected to Pin 2.

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 10 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 10 of this data sheet.

APPLICATIONS INFORMATION

Basic Circuit Operation

The LM317 is a 3-terminal floating regulator. In operation, the LM317 develops and maintains a nominal 1.25 V reference (V_{ref}) between its output and adjustment terminals. This reference voltage is converted to a programming current (I_{PROG}) by R_1 (see Figure 17), and this constant current flows through R_2 to ground.

The regulated output voltage is given by:

$$V_{out} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{Adj} R_2$$

Since the current from the adjustment terminal (I_{Adj}) represents an error term in the equation, the LM317 was designed to control I_{Adj} to less than 100 μ A and keep it constant. To do this, all quiescent operating current is returned to the output terminal. This imposes the requirement for a minimum load current. If the load current is less than this minimum, the output voltage will rise.

Since the LM317 is a floating regulator, it is only the voltage differential across the circuit which is important to performance, and operation at high voltages with respect to ground is possible.

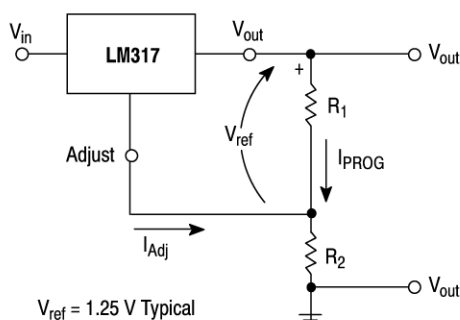


Figure 19. Basic Circuit Configuration

Load Regulation

The LM317 is capable of providing extremely good load regulation, but a few precautions are needed to obtain maximum performance. For best performance, the programming resistor (R_1) should be connected as close to the regulator as possible to minimize line drops which effectively appear in series with the reference, thereby degrading regulation. The ground end of R_2 can be returned near the load ground to provide remote ground sensing and improve load regulation.

Dropout Voltage

Figure 21. shows the dropout voltage over temperature for different load currents. At an ambient temperature around 25°C a voltage difference of 2V between input and output terminal is sufficient to guarantee a current supply up to 1000mA while the regulated output voltage ripple is less than 100mV. A minimum voltage difference of 1.5V is required at ambient temperature for proper operation.

External Capacitors

A 0.1 μ F disc or 1.0 μ F tantalum input bypass capacitor (C_{in}) is recommended to reduce the sensitivity to input line impedance.

The adjustment terminal may be bypassed to ground to improve ripple rejection. This capacitor (C_{Adj}) prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. A 10 μ F capacitor should improve ripple rejection about 15 dB at 120 Hz in a 10 V application.

Although the LM317 is stable with no output capacitance, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. An output capacitance (C_O) in the form of a 1.0 μ F tantalum or 25 μ F aluminum electrolytic capacitor on the output swamps this effect and insures stability.

Protection Diodes

When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator.

Figure 18 shows the LM317 with the recommended protection diodes for output voltages in excess of 25 V or high capacitance values ($C_O > 25 \mu$ F, $C_{Adj} > 10 \mu$ F). Diode D_1 prevents C_O from discharging thru the IC during an input short circuit. Diode D_2 protects against capacitor C_{Adj} discharging through the IC during an output short circuit. The combination of diodes D_1 and D_2 prevents C_{Adj} from discharging through the IC during an input short circuit.

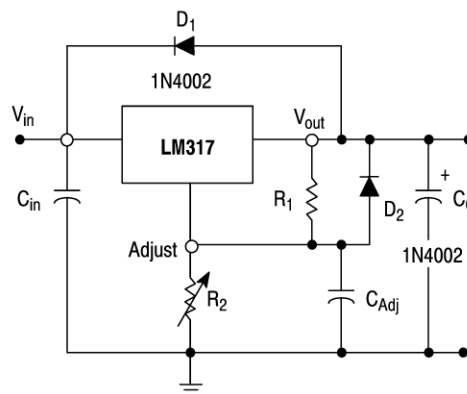


Figure 20. Voltage Regulator with Protection Diodes

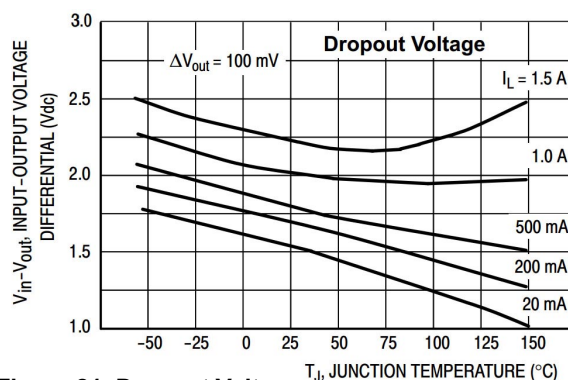


Figure 21. Dropout Voltage

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Digitaltechnik

- Entwurf eines Rechteckgenerators
- Schaltwerkentwurf für einen Getränkeautomaten
- Untersuchungen zu Laufzeitfehlern

von

Dr.-Ing. Armin Teltschik
Dipl.-Ing. Simon Zorn

Inhaltsverzeichnis

2	Literatur	4
3	Geräte	4
4	Allgemeine Grundlagen	5
4.1	System und Systemmodell.....	5
4.1.1	System	5
4.1.2	Systemmodell	5
4.2	Verhaltensmodelle.....	6
4.2.1	Grundbegriffe der Verhaltensmodellierung	6
4.2.2	Klassifizierung von Verhaltensmodellen	7
4.2.3	Das Steuerkreismodell.....	8
4.2.4	Modellierung von Steuerwerken durch Automatenmodelle.....	9
4.2.4.1	MEALY-Automat (durchschaltendes Schaltwerk)	9
4.2.4.2	MOORE-Automat (speicherndes Schaltwerk).....	10
4.3	Entwurfsschritte beim Steuerwerkentwurf durch speichernde Schaltwerke	10
4.3.1	Erstellen des Ablaufdiagrammes	11
4.3.2	Kodierung der Zustände und der Schnittstellenvariablen	12
4.3.3	Erstellen der Automatentabelle.....	13
4.3.4	Erstellen des Automatengraphen	13
4.3.5	Schaltalgebra	14
4.3.5.1	Schaltfunktionen.....	14
4.3.5.2	Konjunktive und disjunktive Normalform	15
4.3.5.3	Schaltnetzminimierung mit KV-Diagramm	16
4.3.5.4	Entwurf von Schaltnetzen	17
4.3.6	Entwurf des λ und δ Schaltnetzes	17
4.4	Zustandsspeicher.....	18
4.5	Logikbausteine.....	19
4.5.1	Schaltsschwellen und Signallaufzeiten der verschiedenen Technologien ..	20
4.6	Laufzeitbedingtes Fehlverhalten logischer Verknüpfungen (Hazardfehler).....	21
4.6.1	Strukturhazard	21
4.6.2	Funktionshazard	22
4.7	Bedienung des Speicheroszilloskops	24
5	Versuchsdurchführung	26
5.1	Versuch 1: Entwurf eines 6135 kHz Rechteckgenerators.....	26
5.2	Versuch 2: Schaltwerkentwurf für einen Getränkeautomaten	28
5.3	Versuch 3: Untersuchungen zu Laufzeitfehlern.....	35
	Anhang A Datenblätter	43

5 Versuchsdurchführung

Der erste der beiden Versuche wird ausschließlich mit der Digitalbox (s. Bild 5.1) durchgeführt.

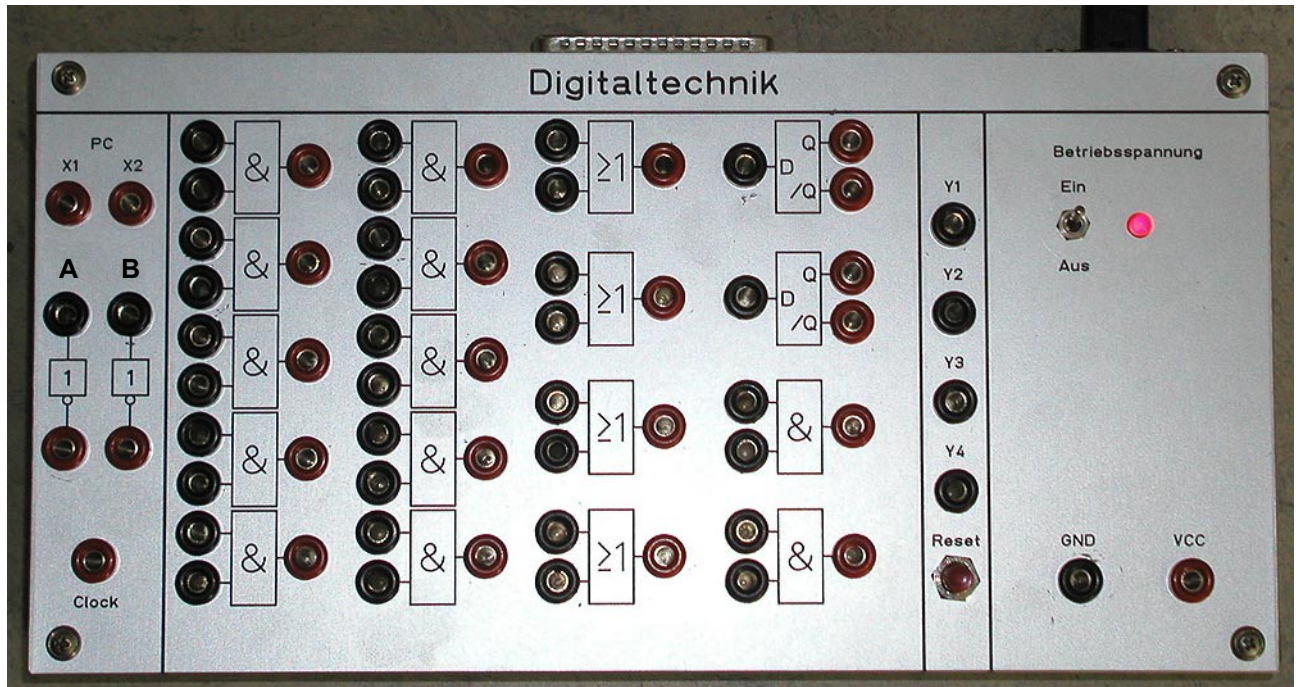


Bild 5.1 Digitalbox

Hinweis: Um undefinierte Gatterzustände zu vermeiden sind innerhalb der Digitalbox alle Gattereingänge mit einem 100kOhm Pullup-Widerstand auf Vcc geschaltet. In unbeschaltetem Zustand liegt somit an den UND- und ODER-Gatterausgängen stets ein "HIGH"-Pegel an. Von allen Logikbausteinen der Box finden Sie die Hersteller-Datenblätter im Anhang.

5.1 Versuch 1: Entwurf eines 6135 kHz Rechteckgenerators

Entwerfen Sie einen 6135 kHz Rechteckgenerator wie in Bild 5.2 dargestellt.

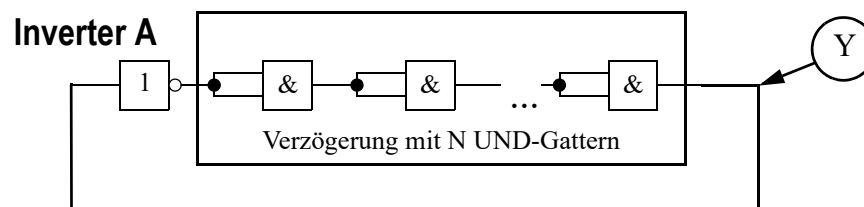


Bild 5.2 Prinzipieller Aufbau des Rechteckgenerators

Hinweis:
Verwenden Sie für diesen Versuch den **linken Inverter A**.



5. Kapitel: Versuchsdurchführung

Im Anhang ab Seite 41 finden Sie die Herstellerdatenblätter der verwendeten Logikbausteine. Entnehmen Sie den Datenblättern die typischen Verzögerungszeiten und berechnen Sie daraus die notwendige Anzahl der UND-Gatter, die benötigt werden.

typ. Verzögerungszeiten des Inverters: _____

typ. Verzögerungszeiten des UND-Gatters: _____

Berechnung:

Es werden _____ Stück UND-Gatter benötigt.

Bauen Sie die Schaltung auf. **Schalten Sie die Box während der Verkabelung aus!**

Schalten Sie die Box ein und überprüfen Sie die Frequenz mit dem Oszilloskop an Punkt $\textcircled{Y}$.



Vergewissern Sie sich, dass im **ACQUIRE** Menü **ACQUISITION-Normal** gewählt ist. Verwenden Sie die **MEASURE-Zeit-Frequenz** Funktion zur Bestimmung der Frequenz. Wackeln Sie auch an den Verbindungskabeln um den Einfluss der Leitungsführung auf die Frequenz zu sehen.

gemessene Frequenz

$f =$ _____

Wieviele Gatter müssten Sie nehmen, wenn Sie die Verzögerung mit ODER-Gattern entwerfen würden?

Berechnung:

5.2 Versuch 2: Schaltwerkentwurf für einen Getränkeautomaten

Entwerfen Sie das Steuerwerk für einen Getränkeautomaten, wie in Bild 5.3 dargestellt.

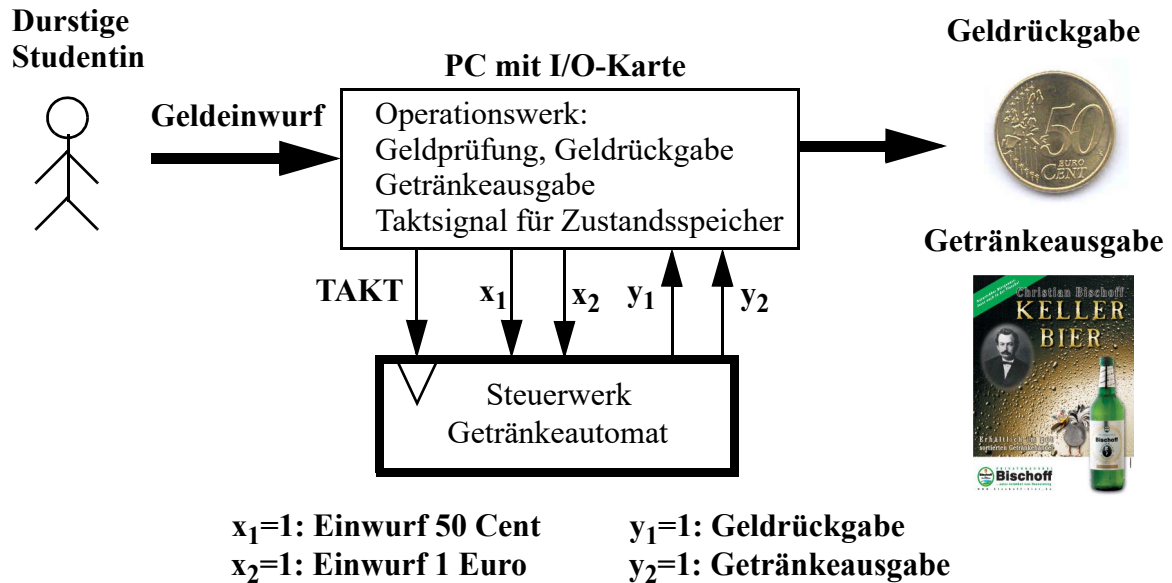


Bild 5.3 Steuerkreismodell für einen Getränkeautomaten

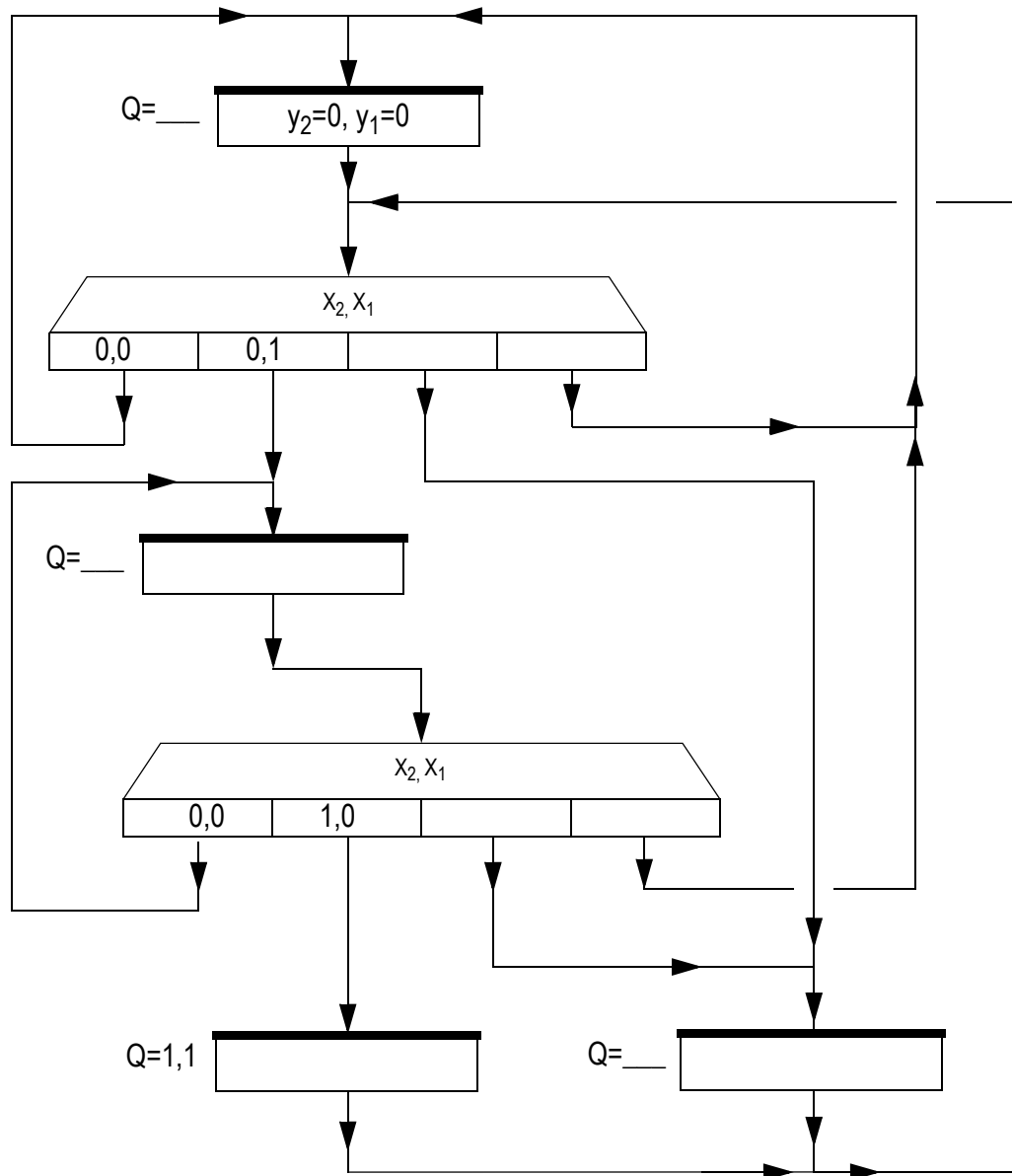
Die Aufgaben des Operationswerks werden vom Personal Computer an Ihrem Arbeitsplatz übernommen. Per Mausklick können Sie virtuelles Geld in den Automaten einwerfen und erhalten bei korrektem Entwurf des Steuerwerkes ein virtuelles Getränk. Weiterhin generiert der PC den Systemtakt für die Zustandsspeicher des Steuerwerks.

Berücksichtigen Sie bei Ihrem Entwurf folgende Bedingungen:

- Das Getränk kostet 1 Euro.
- Es dürfen 50 Cent und 1 Euro Münzen eingeworfen werden.
- Es kann immer nur ein Geldstück zu einem Zeitpunkt eingeworfen werden.
- Bei Überbezahlung gibt der Automat Restgeld aus.
- Der Entwurf soll durch ein speicherndes Schaltwerk erfolgen.
- Verwenden Sie die Kodierung der Schnittstellenvariablen wie in Bild 5.3 angegeben.
- Das Operationswerk überprüft den Geldeinwurf schneller als Geld eingeworfen werden kann. D.h. nach jeder Zustandserkennung eines Geldeinwurfs erkennt es einen Folgezustand kein Geldeinwurf.

Zur Vermeidung von Folgefehlern lassen Sie bitte Ihre Teilergebnisse direkt von Ihrem Betreuer überprüfen.

Kodiertes Ablaufdiagramm: $Q = q_2, q_1$



$$x_2 = \begin{cases} 1 & \text{_____} \\ \Leftrightarrow & \\ 0 & \text{_____} \end{cases}$$

$$x_1 = \begin{cases} 1 & \text{_____} \\ \Leftrightarrow & \\ 0 & \text{_____} \end{cases}$$

$$y_2 = \begin{cases} 1 & \text{_____} \\ \Leftrightarrow & \\ 0 & \text{_____} \end{cases}$$

$$y_1 = \begin{cases} 1 & \text{_____} \\ \Leftrightarrow & \\ 0 & \text{_____} \end{cases}$$

Bild 5.5 Kodiertes Ablaufdiagramm und Bedeutung der Schnittstellenvariablen.

5. Kapitel: Versuchsdurchführung

Aufgabe 3: Erstellen Sie aus dem kodierten Ablaufdiagramm die Wahrheitstabelle der Zustandsübergangsfunktion δ und der Ausgabefunktion λ

Zustandsübergangsfunktion (alle Kombinationen x_2^n, x_1^n)

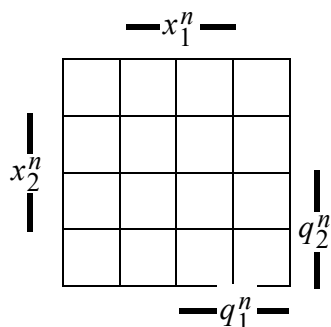
q_2^n	q_1^n	x_2^n	x_1^n	q_2^{n+1}	q_1^{n+1}
0	0				
0	1				
1	0				
1	1				
0	0				
0	1				
1	0				
1	1				
0	0				
0	1				
1	0				
1	1				
0	0				
0	1				
1	0				
1	1				

Ausgabefunktion

q_2^n	q_1^n	y_2^{n+1}	y_1^{n+1}
0	0		
0	1		
1	0		
1	1		

Der Automat soll bei **unzulässiger** Eingabe den Folgezustand $Q=0,0$ einnehmen.

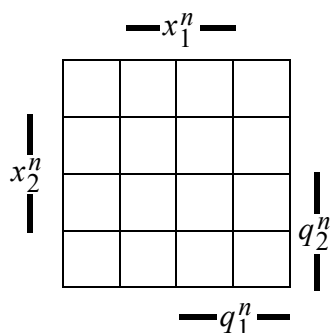
Aufgabe 4: Bilden Sie die disjunktive Minimalform der Schaltnetze durch Minimierung mittels KV-Diagramm



q_2^{n+1} Minimierung

Die Schaltfunktion lässt sich aus ____ Überdeckungen ermitteln:

$q_2^{n+1} =$ _____



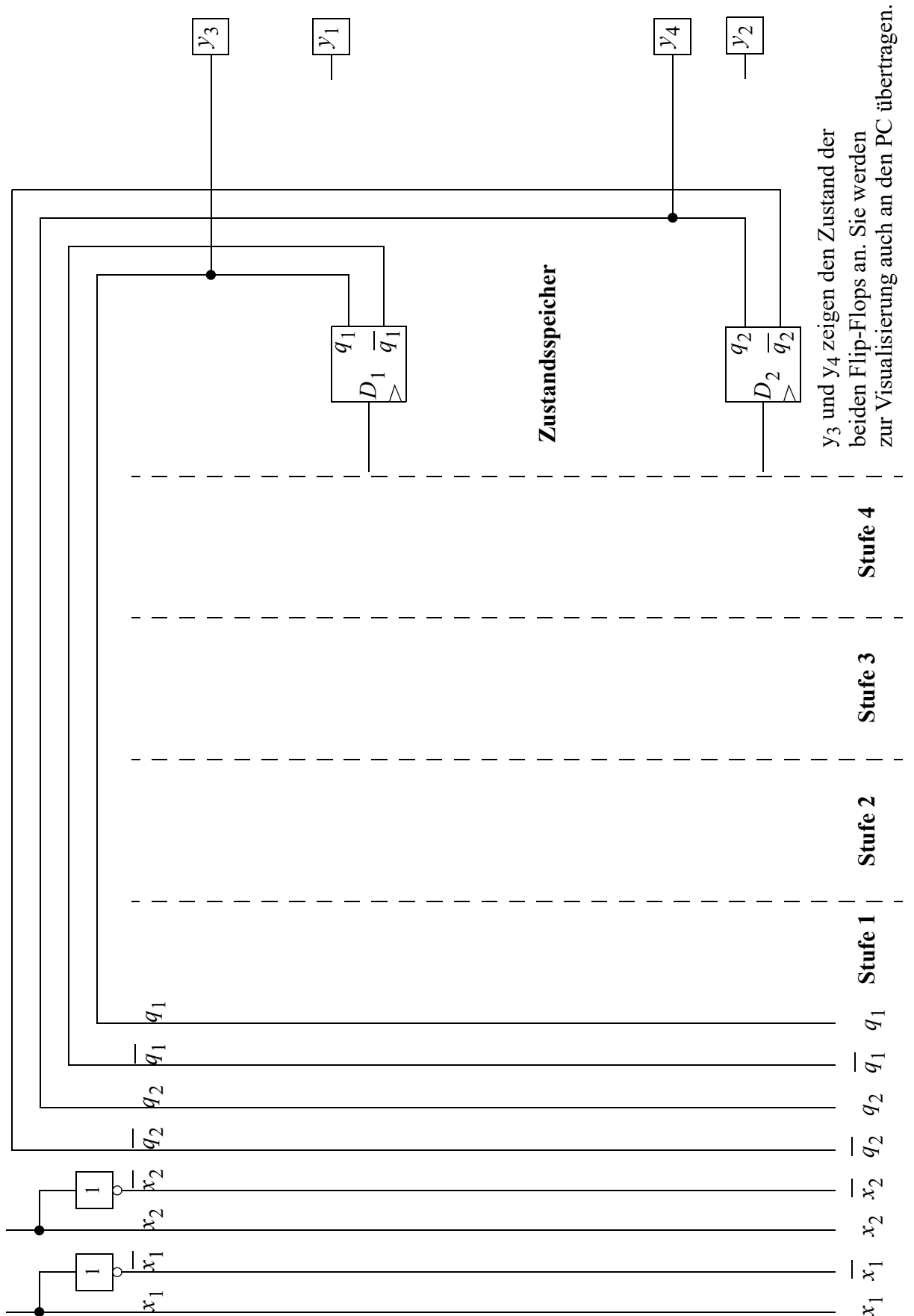
q_1^{n+1} Minimierung

Die Schaltfunktion lässt sich aus ____ Überdeckungen ermitteln:

$q_1^{n+1} =$ _____

Ausgabe: $y_2^{n+1} =$ _____ $y_1^{n+1} =$ _____

Aufgabe 5: Vervollständigen Sie das Steuerwerk mit den Schaltnetzen der Zustandsübergangsfunktion δ und der Ausgabefunktion λ



Aufgabe 6: Bauen Sie das Steuerwerk mit der Digitalbox auf

Schalten Sie die Digitalbox aus. Bauen Sie das Steuerwerk von Seite 31 mit der Digitalbox auf. Zur Verkabelung stehen Ihnen Kabel mit roten und schwarzen Steckern zur Verfügung. Um die Übersichtlichkeit zu wahren, sollten Sie Verbindungen immer nur von “roten Ausgängen” zu “schwarzen Eingängen” stecken. Jeder Eingang ist so nur mit einem schwarzen Stecker beschaltet.

Hinweis:

Verbinden Sie nie mehrere rote Ausgänge miteinander, da dies zur Zerstörung der Bauteile führen kann!

Wenn Sie korrekt minimiert haben, dann benötigen Sie 30 Verbindungskabel!



Verbinden Sie das Flachbandkabel (s. Bild 5.1 auf Seite 25) wieder mit der Digitalbox und schalten Sie die Box ein. **Mit dem “Reset”-Taster können und sollten Sie die Zustandsspeicher zu Beginn zurücksetzen.**

Die Funktionsweise Ihres Steuerwerks können Sie mit dem PC an Ihrem Arbeitsplatz überprüfen. Melden Sie sich mit dem **Benutzernamen “digital”** und dem **Passwort “digital”** an “ETGP” an:

Nach der Anmeldung erscheint die Oberfläche des virtuellen Automaten wie in Bild 5.6 auf Seite 33 dargestellt. Im linken Diagramm sehen Sie den Systemtakt und die Eingangsvariablen x_1 und x_2 . Im rechten Diagramm werden die Ausgangsvariablen y_1 und y_2 sowie die Zustandsvariablen q_1 und q_2 dargestellt. Den Systemtakt können Sie mit dem Schieberegler “Verzögerung” schneller und langsamer machen. Wenn Sie mit der Maus in das Feld “Einwurf” klicken, bekommen sie eine Auswahlbox mit vier Möglichkeiten. Von links nach rechts betrachtet sind dies:

- Einwurf: “nichts”
- Einwurf: “50 Cent”
- Einwurf: “1 Euro”
- Manipulation

Überprüfen Sie die korrekte Funktion Ihres Steuerwerkes und zeigen Sie dies Ihrem Betreuer.

Was bewirkt “Manipulation”?

Antwort:

5.2 Versuch 2: Schaltwerkentwurf für einen Getränkeautomaten

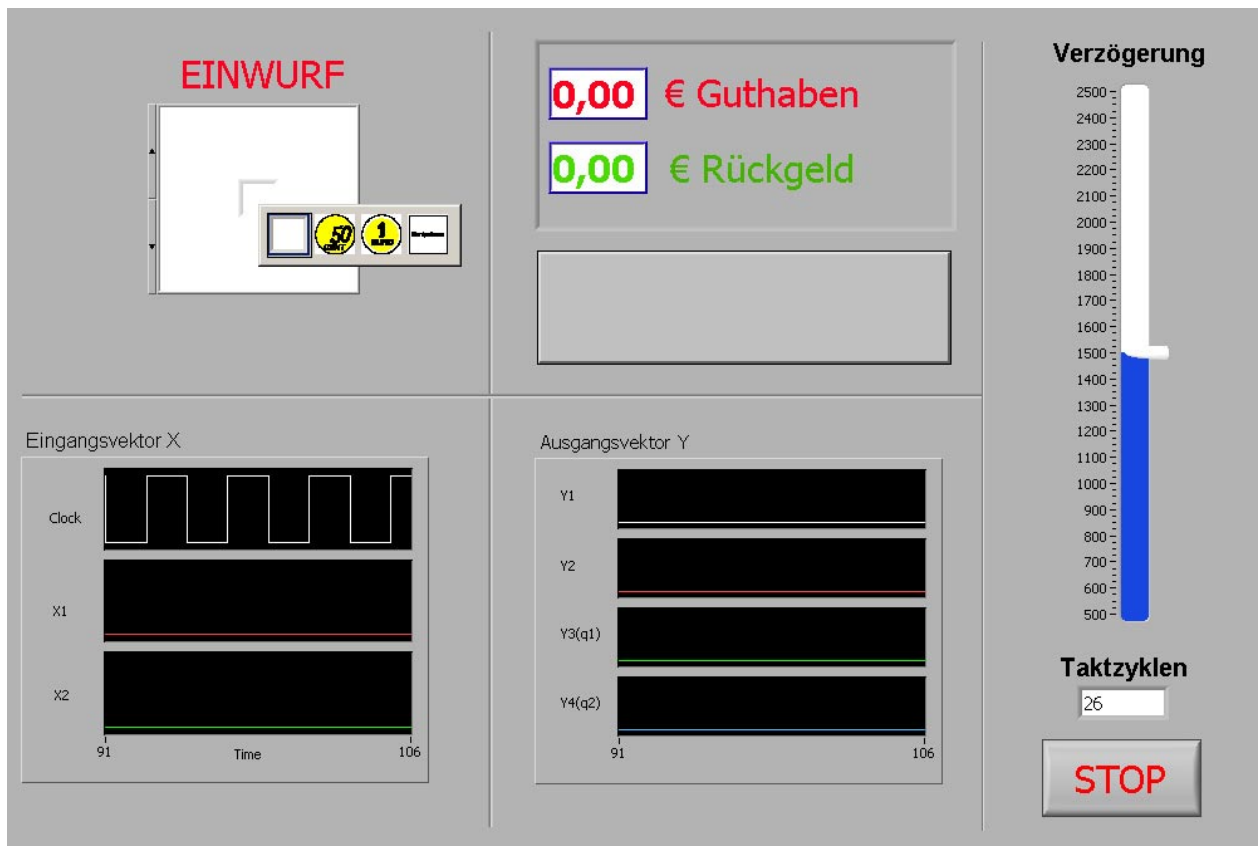


Bild 5.6 Virtueller Getränkeautomat

5.3 Versuch 3: Untersuchungen zu Laufzeitfehlern

Aufgabe 1: Behebung der Fehlfunktion eines Schaltnetzes

Eine Marktstudie hat ergeben, dass in Getränkemärkten von Universitätsstädten folgende Getränkekombinationen am häufigsten von Studenten gekauft werden:

{nur Bier}; {Bier und Cola}; {Cola und Whisky}; {Bier, Cola und Whisky}

Um seinen Umsatz zu steigern lässt ein Marktleiter von seinen Mitarbeitern Getränkekästen mit den genannten Kombinationen befüllen. Die Kästen werden anschließend von einem Testsystem überprüft. Aus dem Testsystem kommen drei Signale, die mit x_1 , x_2 und $clock$ gekennzeichnet sind und deren Bedeutung sich wie folgt gestaltet:

$x_1 = 1 \Leftrightarrow$ Im Kasten ist Bier

$x_2 = 1 \Leftrightarrow$ Im Kasten ist Cola

$clock = 1 \Leftrightarrow$ Im Kasten ist Whisky

Leider werden von den Mitarbeitern die Kästen häufig falsch bestückt. Daher hat sich der Betriebs-elektroniker folgendes Schaltnetz überlegt, mit dem er bei einer fehlerhaften Bestückung ein Alarmsignal auslöst. Das Alarmsignal wird bei einem 1-0 Übergang des Ausgangs y ausgelöst.

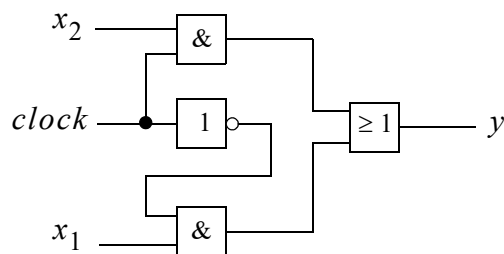


Bild 5.7 Schaltnetz zur Überprüfung der Bestückung

Trotz eines sorgfältigen Aufbaus wird hin und wieder der Alarm auch bei korrekt bestückten Getränkekästen ausgelöst.

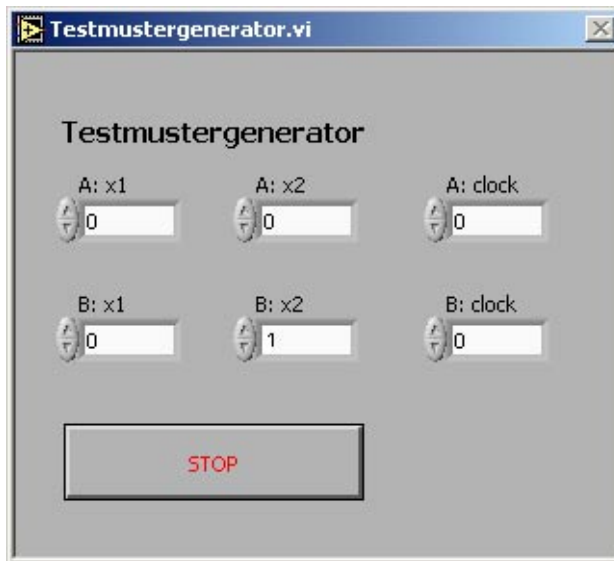
Ihre Aufgabe: Untersuchen Sie die Schaltung und versuchen Sie den Fehler zu beheben.

Als Hilfsmittel steht Ihnen ein digitales Speicheroszilloskop und ein virtueller Testmuster-generator (s. Bild 5.8) zur Verfügung. Am Testmuster-generator können Sie die Belegung der Variablen mit x_1 , x_2 und $clock$ für die beiden Zustände A und B definieren, die dann kontinuierlich im Wechsel ausgegeben werden.

Hinweis:



Der Testmuster-generator greift auf dieselben Hardware-Ressourcen zu, wie der Getränkeautomat. Beenden Sie daher den Getränkeautomat vor dem Start des Testmuster-generators (Icon auf Desktop).



Beispielausgabe

	A	B	A	B	A	B
X1	0	0	0	0	0	0
X2	0	1	0	1	0	1
clock	0	0	0	0	0	0

Zeit →

Bild 5.8 Virtueller Testmustergenerator und Beispielausgabe

Finden Sie Lösungen zu den folgenden Fragen. Platz für Ihre Lösungen haben Sie ab Seite 36.

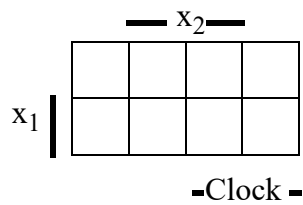
Um Folgefehler zu vermeiden lassen Ihre Antworten direkt von den Betreuern überprüfen!:

1. Erfüllt die Schaltnetzfunktion die geforderten Bedingungen? Überprüfen Sie dies durch Aufstellen der Wertetabelle und des KV-Diagramms.
2. Stellt das Schaltnetz die Struktur für einen Strukturhazard bereit? Wenn ja, bei welchen Getränkekastenwechseln tritt dies auf?
3. Bauen Sie die Schaltung nach Bild 5.7 auf. **Verwenden Sie den rechten Inverter B.** Untersuchen Sie den Signalverlauf mit dem Oszilloskop. Oszillografieren Sie den auftretenden Strukturhazardfehler und skizzieren Sie das Oszillogramm in ihr Protokoll. Vermerken Sie Einstellungen für die Zeitbasis und die Skalierung. Stellen Sie auf Kanal 1 des Oszilloskops eine sich ändernde Eingangsgröße und auf Kanal 2 den Ausgang der Schaltfunktion dar.
Vergewissern Sie sich, dass im **ACQUIRE** Menü **ACQUISITION-Spitzendet.** gewählt ist, da Sie sonst die Hazardfehler nicht korrekt erfassen.
4. Modifizieren Sie die Schaltung nach Bild 5.7, damit sie frei von einem Strukturhazard ist. Skizzieren sie den Schaltplan, bauen Sie ihre Schaltung auf und überprüfen Sie ob der Strukturhazard**fehler** noch vorhanden ist.
5. Bauen Sie die Schaltung wieder zurück und untersuchen Sie die nicht modifizierte Schaltung nach Bild 5.7 auf Funktionshazards. Vervollständigen Sie die Tabelle der Funktionshazardübergänge auf Seite 37 mit der Belegung B bei der Sie einen Funktionshazard**fehler** erwarten. Überprüfen Sie Ihr Ergebnis mit dem Testmustergenerator und dem Oszilloskop.
Notieren Sie die Art des Hazardfehlers (Positiver oder Negativer Puls) in Abhängigkeit der Flanke des Clock-Signales.
Zur Verdeutlichung ist die erste Zeile bereits ausgefüllt und das entsprechende Oszillogramm abgebildet.
Beachten Sie, dass sich bei der Belegung B zusätzlich zum Clock Signal nur eine weitere Eingangsgröße x_1 **oder** x_2 ändern darf.



5. Kapitel: Versuchsdurchführung

zu 1 und 2.: Wertetabelle, KV-Diagramm



x_1	x_2	$clock$	y
0	0	0	
0	0	1	
0	1	0	
0	1	1	
1	0	0	
1	0	1	
1	1	0	
1	1	1	

zu 3.:

Wählen Sie die Zeitbasis so, dass die Hazardfehler als Nadelimpulse dargestellt werden.

Zeitbasis:

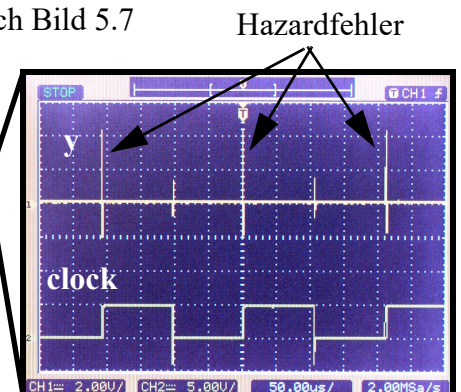
CH1:

CH2:

zu 4: Schaltplan / Erklärung - Was haben Sie getan?

zu 5: Tabelle der Funktionshazardübergänge der Originalschaltung nach Bild 5.7

Belegung A x1 x2 clock y	Belegung B x1 x2 clock y	Hazardfehler ┐┌ oder ┘┘	Clockflanke ┐┌ oder ┘┘
0 0 0 0	1 0 1 0	┐┌	┐┌
0 1 1 1			
0 0 1 0			
1 0 0 1			



5. Kapitel: Versuchsdurchführung

Wie können Sie Funktionshazardfehler vermeiden? Denken Sie hier auch an die Arbeitsweise der Mitarbeiter, die die Getränkekästen bestücken.

Bevor Sie Ihren Platz verlassen stellen Sie bitte sicher, dass Sie ...

1. ... am PC abgemeldet sind.
2. ... die Digitalbox abgeschaltet haben.
3. ... alle Kabel aus der Box gezogen und voneinander getrennt haben.

ETGP - Versuchsfeedback

Versuch: Digitaltechnik

Datum: _____

1. Was hat Dir an diesem Versuch gefallen?
2. Gibt es Fehler/Unklarheiten im Skript? Wenn ja, welche?
3. Konnten die Betreuer gestellte Fragen klären?
4. Gibt es etwas, das Du bei diesem Versuch ändern würdest?
5. Sonstige Anmerkungen

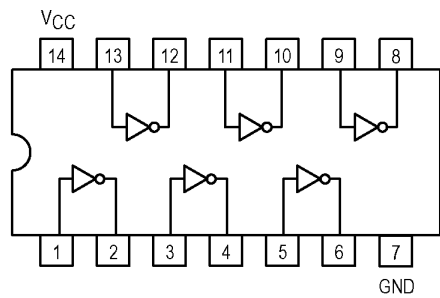
Anhang A Datenblätter

- 74LS04 - 6 Inverter
- 74LS08 - 4 UND Gatter
- 74LS32 - 4 ODER Gatter
- 74LS74 - 2 D-Flip-Flops mit asynchronem Set / Reset

A.1 74LS04 - INVERTER

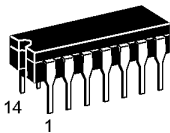


HEX INVERTER

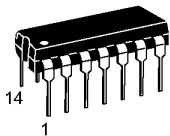


SN54/74LS04

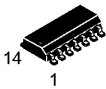
HEX INVERTER
LOW POWER SCHOTTKY



J SUFFIX
CERAMIC
CASE 632-08



N SUFFIX
PLASTIC
CASE 646-06



D SUFFIX
SOIC
CASE 751A-02

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXJ Ceramic
SN74LSXXN Plastic
SN74LSXXD SOIC

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54 74			4.0 8.0	mA

SN54/74LS04**DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE** (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter		Limits			Unit	Test Conditions
			Min	Typ	Max		
V_{IH}	Input HIGH Voltage		2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V_{IL}	Input LOW Voltage	54			0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		74			0.8		
V_{IK}	Input Clamp Diode Voltage			-0.65	-1.5	V	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{IN} = -18 \text{ mA}$
V_{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5		V	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = \text{MAX}$, $V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} per Truth Table
		74	2.7	3.5		V	
V_{OL}	Output LOW Voltage	54, 74		0.25	0.4	V	$I_{OL} = 4.0 \text{ mA}$
		74		0.35	0.5	V	$I_{OL} = 8.0 \text{ mA}$
I_{IH}	Input HIGH Current				20	μA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IN} = 2.7 \text{ V}$
					0.1	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IN} = 7.0 \text{ V}$
I_{IL}	Input LOW Current				-0.4	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IN} = 0.4 \text{ V}$
I_{OS}	Short Circuit Current (Note 1)		-20		-100	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$
I_{CC}	Power Supply Current Total, Output HIGH Total, Output LOW				2.4	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$
					6.6		

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

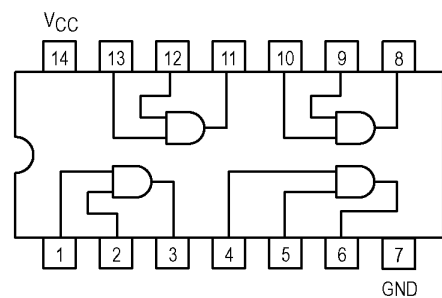
AC CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter		Limits			Unit	Test Conditions
			Min	Typ	Max		
t_{PLH}	Turn-Off Delay, Input to Output			9.0	15	ns	$V_{CC} = 5.0 \text{ V}$ $C_L = 15 \text{ pF}$
t_{PHL}	Turn-On Delay, Input to Output			10	15	ns	

A.2 74LS08 - UND

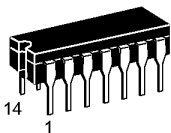


QUAD 2-INPUT AND GATE

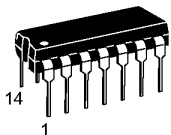


SN54/74LS08

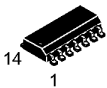
QUAD 2-INPUT AND GATE
LOW POWER SCHOTTKY



J SUFFIX
CERAMIC
CASE 632-08



N SUFFIX
PLASTIC
CASE 646-06



D SUFFIX
SOIC
CASE 751A-02

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXJ Ceramic
SN74LSXXN Plastic
SN74LSXXD SOIC

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54 74			4.0 8.0	mA

SN54/74LS08

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter		Limits			Unit	Test Conditions	
			Min	Typ	Max			
V _{IH}	Input HIGH Voltage		2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs	
V _{IL}	Input LOW Voltage	54			0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs	
		74			0.8			
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage			−0.65	−1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = −18 mA	
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5		V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} per Truth Table	
		74	2.7	3.5		V		
V _{OL}	Output LOW Voltage	54, 74		0.25	0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA	V _{CC} = V _{CC} MIN, V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} per Truth Table
		74		0.35	0.5	V	I _{OL} = 8.0 mA	
I _{IH}	Input HIGH Current				20	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V	
					0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V	
I _{IL}	Input LOW Current				−0.4	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V	
I _{OS}	Short Circuit Current (Note 1)		−20		−100	mA	V _{CC} = MAX	
I _{CC}	Power Supply Current Total, Output HIGH				4.8	mA	V _{CC} = MAX	
	Total, Output LOW				8.8			

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

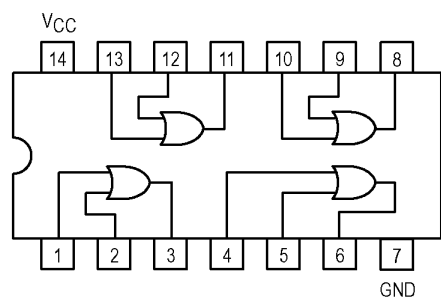
AC CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter		Limits			Unit	Test Conditions	
			Min	Typ	Max			
t_{PLH}	Turn-Off Delay, Input to Output			8.0	15	ns	$V_{CC} = 5.0 \text{ V}$ $C_L = 15 \text{ pF}$	
t_{PHL}	Turn-On Delay, Input to Output			10	20	ns		

A.3 74LS32 - ODER

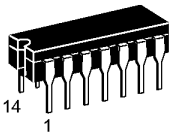


QUAD 2-INPUT OR GATE

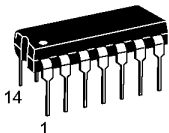


SN54/74LS32

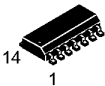
QUAD 2-INPUT OR GATE
LOW POWER SCHOTTKY



J SUFFIX
CERAMIC
CASE 632-08



N SUFFIX
PLASTIC
CASE 646-06



D SUFFIX
SOIC
CASE 751A-02

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXJ Ceramic
SN74LSXXN Plastic
SN74LSXXD SOIC

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54 74	−55 0	25 25	125 70	°C
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			−0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54 74			4.0 8.0	mA

SN54/74LS32**DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE** (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter		Limits			Unit	Test Conditions
			Min	Typ	Max		
V_{IH}	Input HIGH Voltage		2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V_{IL}	Input LOW Voltage	54			0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		74			0.8		
V_{IK}	Input Clamp Diode Voltage			-0.65	-1.5	V	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{IN} = -18 \text{ mA}$
V_{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5		V	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_{OH} = \text{MAX}$, $V_{IN} = V_{IH}$ or V_{IL} per Truth Table
		74	2.7	3.5		V	
V_{OL}	Output LOW Voltage	54, 74		0.25	0.4	V	$I_{OL} = 4.0 \text{ mA}$ $V_{CC} = V_{CC \text{ MIN}}$, $V_{IN} = V_{IL}$ or V_{IH} per Truth Table
		74		0.35	0.5	V	$I_{OL} = 8.0 \text{ mA}$
I_{IH}	Input HIGH Current				20	μA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IN} = 2.7 \text{ V}$
					0.1	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IN} = 7.0 \text{ V}$
I_{IL}	Input LOW Current				-0.4	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IN} = 0.4 \text{ V}$
I_{OS}	Short Circuit Current (Note 1)		-20		-100	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$
I_{CC}	Power Supply Current Total, Output HIGH				6.2	mA	$V_{CC} = \text{MAX}$
	Total, Output LOW				9.8		

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

AC CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t_{PLH}	Turn-Off Delay, Input to Output		14	22	ns	$V_{CC} = 5.0 \text{ V}$ $C_L = 15 \text{ pF}$
t_{PHL}	Turn-On Delay, Input to Output		14	22	ns	

A.4 74LS74 - D-Flip-Flop

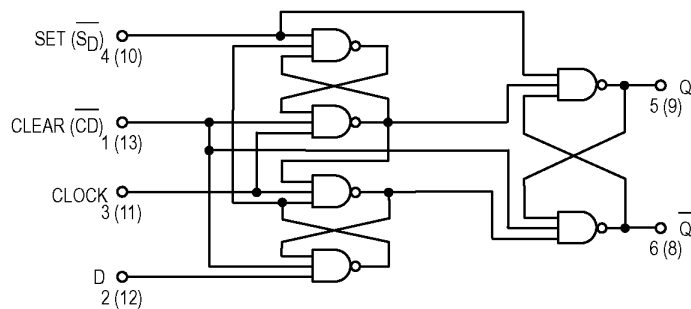


DUAL D-TYPE POSITIVE
EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP

The SN54/74LS74A dual edge-triggered flip-flop utilizes Schottky TTL circuitry to produce high speed D-type flip-flops. Each flip-flop has individual clear and set inputs, and also complementary Q and Q outputs.

Information at input D is transferred to the Q output on the positive-going edge of the clock pulse. Clock triggering occurs at a voltage level of the clock pulse and is not directly related to the transition time of the positive-going pulse. When the clock input is at either the HIGH or the LOW level, the D input signal has no effect.

LOGIC DIAGRAM (Each Flip-Flop)



MODE SELECT — TRUTH TABLE

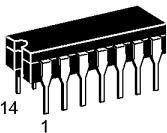
OPERATING MODE	INPUTS			OUTPUTS	
	$\overline{S_D}$	$\overline{C_D}$	D	Q	$\overline{Q}$
Set	L	H	X	H	L
Reset (Clear)	H	L	X	L	H
*Undetermined	L	L	X	H	H
Load "1" (Set)	H	H	h	H	L
Load "0" (Reset)	H	H	l	L	H

* Both outputs will be HIGH while both $\overline{S_D}$ and $\overline{C_D}$ are LOW, but the output states are unpredictable if $\overline{S_D}$ and $\overline{C_D}$ go HIGH simultaneously. If the levels at the set and clear are near V_{IL} maximum then we cannot guarantee to meet the minimum level for V_{OH} .

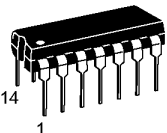
H, h = HIGH Voltage Level
L, l = LOW Voltage Level
X = Don't Care
i, h (q) = Lower case letters indicate the state of the referenced input (or output) one set-up time prior to the HIGH to LOW clock transition.

SN54/74LS74A

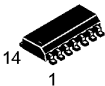
DUAL D-TYPE POSITIVE
EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP
LOW POWER SCHOTTKY



J SUFFIX
CERAMIC
CASE 632-08



N SUFFIX
PLASTIC
CASE 646-06

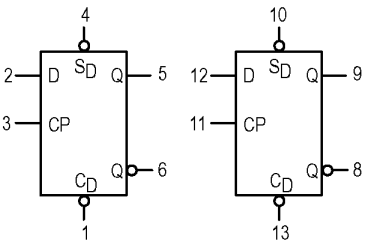


D SUFFIX
SOIC
CASE 751A-02

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXJ Ceramic
SN74LSXXN Plastic
SN74LSXXD SOIC

LOGIC SYMBOL



V_{CC} = PIN 14
GND = PIN 7

SN54/74LS74A

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54 74			4.0 8.0	mA

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V _{IL}	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		74		0.8		
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} per Truth Table
		74	2.7	3.5	V	
V _{OL}	Output LOW Voltage	54, 74	0.25	0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA
		74	0.35	0.5	V	I _{OL} = 8.0 mA
I _{IH}	Input High Current Data, Clock Set, Clear			20 40	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V
	Data, Clock Set, Clear			0.1 0.2	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V
I _{IL}	Input LOW Current Data, Clock Set, Clear			-0.4 -0.8	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V
I _{OS}	Output Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	V _{CC} = MAX
I _{CC}	Power Supply Current			8.0	mA	V _{CC} = MAX

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

AC CHARACTERISTICS (T_A = 25°C, V_{CC} = 5.0 V)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
f _{MAX}	Maximum Clock Frequency	25	33		MHz	Figure 1
t _{PLH} t _{PHL}	Clock, Clear, Set to Output		13 25	25 40	ns	Figure 1

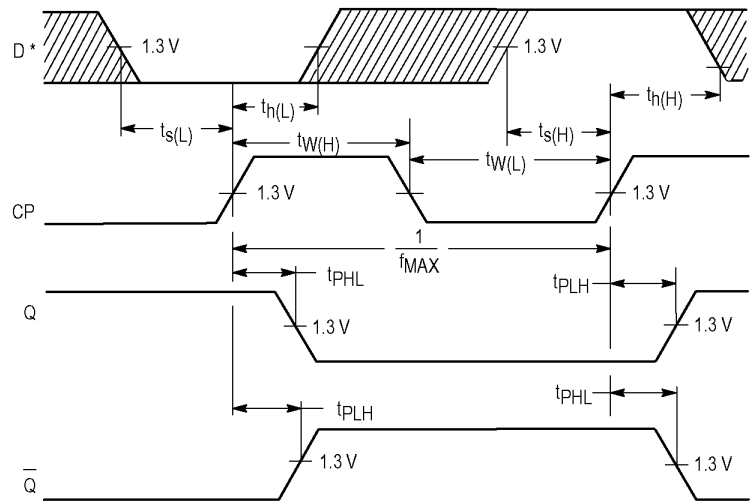
V_{CC} = 5.0 V
C_L = 15 pFAC SETUP REQUIREMENTS (T_A = 25°C)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t _{W(H)}	Clock	25			ns	Figure 1
t _{W(L)}	Clear, Set	25			ns	Figure 2
t _s	Data Setup Time — HIGH LOW	20			ns	V _{CC} = 5.0 V
		20			ns	
t _h	Hold Time	5.0			ns	Figure 1

FAST AND LS TTL DATA

SN54/74LS74A

AC WAVEFORMS



*The shaded areas indicate when the input is permitted to change for predictable output performance.

Figure 1. Clock to Output Delays, Data Set-Up and Hold Times, Clock Pulse Width

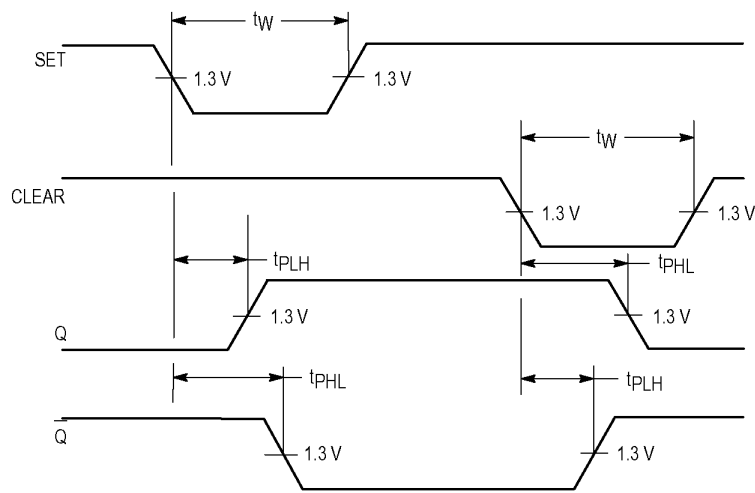


Figure 2. Set and Clear to Output Delays, Set and Clear Pulse Widths

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Gleichstromsteller

- **Tiefsetzsteller**
- **Inverswandler**
- **Hochsetzsteller**

Inhaltsverzeichnis

1	Lernziele	3
2	Literatur	3
3	Geräte	3
4	Theoretische Grundlagen	4
4.1	Vorwort	4
4.2	Einleitung.....	4
4.3	Prinzip des Durchfluss- oder Drossel-Abwärtswandlers (Tiefsetzsteller).....	7
4.3.1	Siebwirkung durch ein L-R-Tiefpass	8
4.3.2	Realisierung des Tiefsetzstellers (Drossel-Abwärtswandler).....	11
4.3.2.1	Bestimmung der Ausgangsspannung des Tiefsetzstellers	13
4.3.2.2	Abschätzung der Restwelligkeit und Dimensionierung von L....	15
4.4	Drossel-Inverswandler	16
4.5	Drossel-Aufwärtswandler (Hochsetzsteller).....	18
5	Durchführung des Versuchs	19
5.1	Differenztaastkopf	19
5.2	PWM-Generator.....	20
5.3	Aufgabe 1: Parameter des PWM-Generators.....	21
5.4	Die Gleichstromsteller-Box	21
5.5	Aufgabe 2: Kennwerte des Leistungstransistors.....	22
5.6	Der Tiefsetzsteller	22
5.7	Aufgabe 3: Stromverläufe am Tiefsetzsteller	22
5.8	Aufgabe 4: Kennlinienbestimmung des MOSFETS.....	26
5.9	Aufgabe 5: Tiefsetzsteller ohne Glättungskondensator	27
5.10	Aufgabe 6: Tiefsetzsteller mit Glättungskondensator.....	29
5.11	Aufgabe 7: Bestimmung des Wirkungsgrades des Tiefsetzstellers	30
5.12	Aufgabe 8: Drossel-Inverswandler ohne Glättungskondensator	32
5.13	Aufgabe 9: Drossel-Inverswandler mit Glättungskondensator.....	34
	ETGP - Versuchsfeedback	37
	Anhang A Auszug aus dem Datenblatt IPP200N15N3G	39

5 Durchführung des Versuchs

Der Gleichstromsteller Versuch ist einer der anspruchsvollsten im Praktikum. Sie können sehr schnell einen Kurzschluss produzieren und dadurch z. B. den Leistungstransistor zerstören.

Gehen Sie daher mit besonderer Sorgfalt beim Aufbau vor.

Frage 1:

Welche Gleichstromsteller können gefährlich hohe Spannungen erzeugen?

Wie vermeiden Sie dies?

Antwort:

Oszillografieren Sie immer mit den angeschlossenen Differenzastköpfen, da Sie damit an jeder beliebigen Stelle der Schaltung Messungen vornehmen können ohne einen Kurzschluss über die Masseverbindung des Oszilloskops zu verursachen.



5.1 Differenzastkopf

Bild 5.1 zeigt den Differenzastkopf. Sowohl bei Kanal 1 als auch Kanal 2 des Oszilloskops ist in diesem Versuch ein Differenzastkopf vorgeschaltet. Wie Sie bereits wissen, können Sie im 2-Kanalbetrieb mit dem Oszilloskop nur bezüglich einer gemeinsamen Masse Signale erfassen, weil die Massen beider Kanäle im Oszilloskop verbunden sind. Durch die Vorschaltung der Differenz-

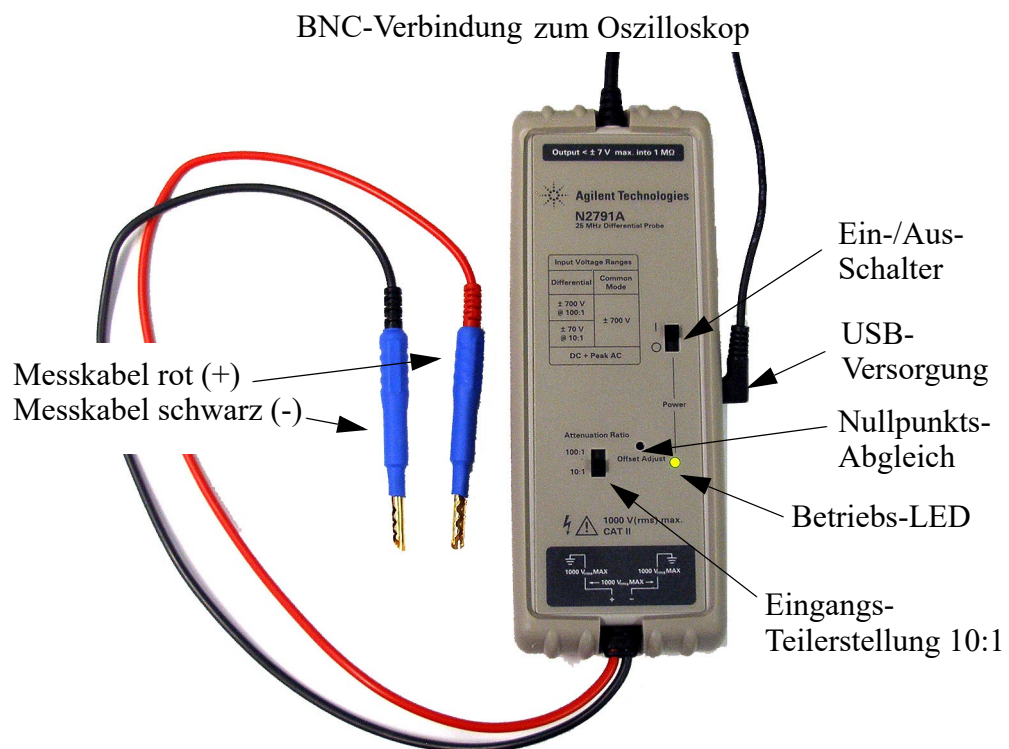


Bild 5.1 Differenzastkopf

5. Kapitel: Durchführung des Versuchs

tastköpfe entfällt diese Einschränkung, da der Tastkopf das über die Messkabel erfasste Signal anpasst.



Stellen Sie die Eingangsteiler der Differenzastköpfe auf 10:1.

Damit Sie auf dem Oszilloskop die richtige Spannung ablesen vergewissern Sie sich, dass im Channel Menü (CH1 bzw. CH2) die Einstellung **Probe** jeweils auf *10 steht.

5.2 PWM-Generator

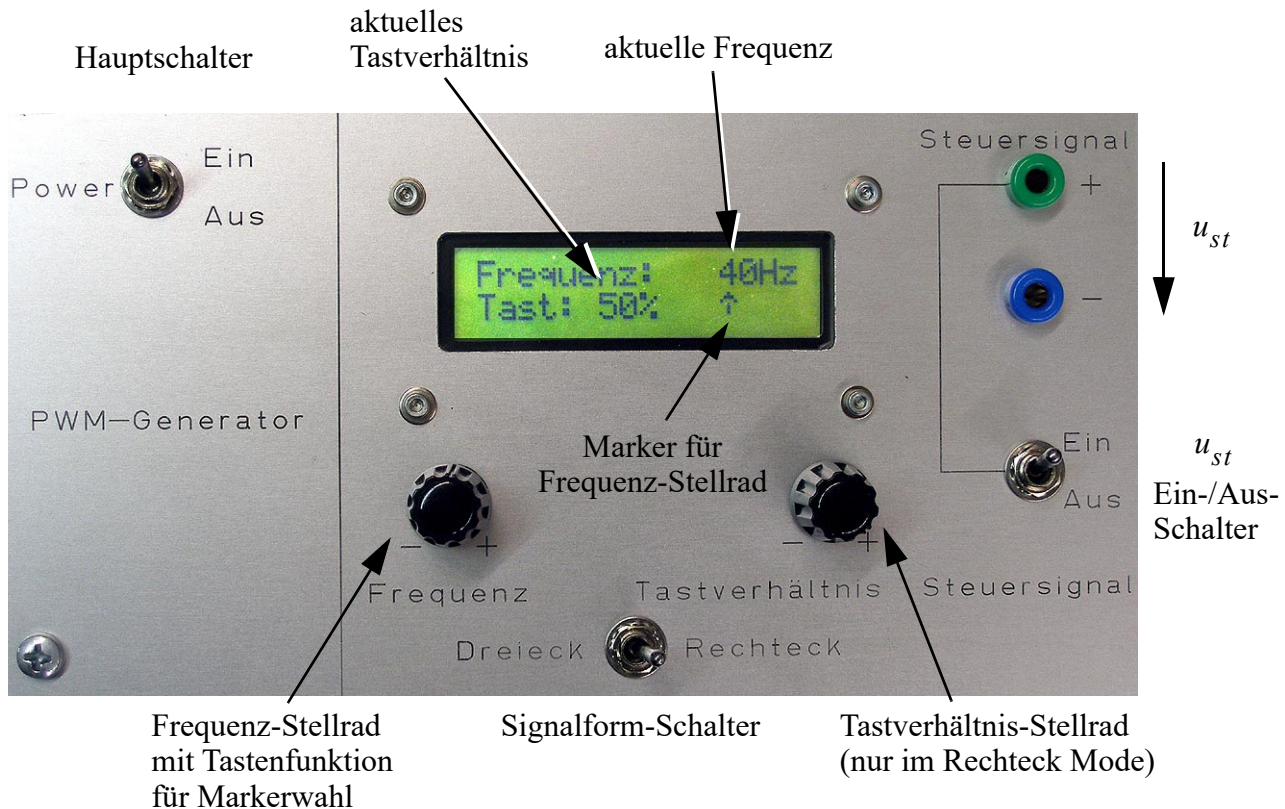


Bild 5.2 PWM Generator

Bild 5.2 zeigt den Signalgenerator für die Erzeugung einer pulsweitenmodulierten (PWM) Rechteckspannung zur Ansteuerung des Leistungstransistors des Gleichstromstellers. Neben dem Rechtecksignal mit variablem Tastverhältnis kann auch ein Dreiecksignal erzeugt werden, je nach Stellung des **Signalform-Schalters**.

Die Frequenz des Steuersignales ist über das Frequenz-Stellrad änderbar. Der Marker $\uparrow$ im Display zeigt dabei an, welche Zehnerpotenz der Frequenz durch das Stellrad verändert wird. Drückt man das Frequenz-Stellrad, so wechselt der Marker auf die nächste Zehnerpotenz.

Der u_{st} **Ein-/Ausschalter** trennt das Steuersignal von der + Buchse. Zusätzlich blinkt bei getrenntem Signal die "Frequenz:"-Anzeige im Display.



Schalten Sie das Steuersignal immer ab, während Sie eine Schaltung auf- /umbauen.

5.3 Aufgabe 1: Parameter des PWM-Generators

Machen Sie sich mit der Funktionsweise des PWM-Generators vertraut, indem Sie u_{st} oszillografieren und die folgenden Minimal- und Maximalparameter ermitteln:

Signalform	min. Frequenz f_{min} / Hz	max. Frequenz f_{max} / Hz	min. Tastverhältnis $\vartheta_{min} / \%$	max. Tastverhältnis $\vartheta_{max} / \%$	Amplitude u_{ss} / V bei f_{min}	Amplitude u_{ss} / V bei f_{max}
Rechteck						
Dreieck						

5.4 Die Gleichstromsteller-Box

Bild 5.3 zeigt die Frontplatte der Versuchsbox für den Gleichstromsteller. Das Steuersignal u_{st} und die Versorgungsspannung $+U_{in}$ werden an der linken Seite eingespeist. In der oberen Hälfte ist der Aufbau für den Tiefsetzsteller, in der unteren Hälfte der für den Inverswandler.

Sie können immer nur einen der beiden Wandler aufbauen, da Diode, Speicherdrossel und Siebkondensator physikalisch nur einmal in der Box vorhanden sind, aber intern mehrfach entsprechend der Schaltsymbole auf die Steckbuchsen verdrahtet wurden.



Rechts befinden sich unterschiedliche Lastwiderstände.

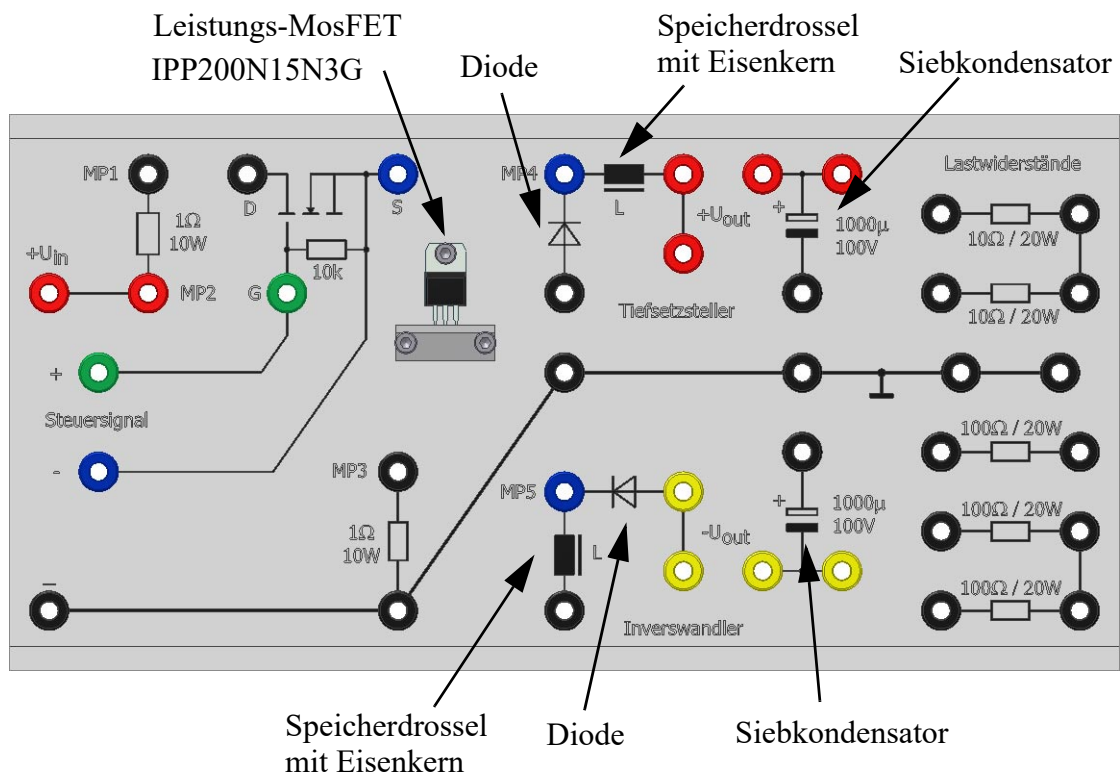


Bild 5.3 Frontplatte der Gleichstromsteller-Box

5.5 Aufgabe 2: Kennwerte des Leistungstransistors

Im Anhang A ab Seite 39 finden Sie einen Auszug aus dem Datenblatt des Leistungstransistors. Entnehmen Sie die Schwellspannungen $V_{GS(th)}$, bei denen der Transistor voll leitet bzw. sicher sperrt. Wie groß ist der maximale Drain-Source-Widerstand R_{DS} , wenn der Transistor leitet?

Antwort:

Transistor sperrt sicher für: $V_{GS(th)} \ll \underline{\hspace{2cm}} \text{ V}$

Transistor leitet voll für: $V_{GS(th)} \geq \underline{\hspace{2cm}} \text{ V}$ $R_{DS} = \underline{\hspace{2cm}} \Omega$

Vergleichen Sie die Schwellspannungen mit dem Aussteuerbereich der Steuerspannung u_{st} des PWM-Generators.

5.6 Der Tiefsetzsteller

Bauen Sie die Schaltung des Tiefsetzstellers nach Bild 5.4 auf Seite 23 auf.

Hinweise:



- Trennen Sie während des Aufbaus das Steuersignal des PWM-Generators über den Schalter.
- Verwenden Sie $R_L = 50\Omega = 100\Omega \parallel 100\Omega$ als Last.
- Speisen Sie die Schaltung aus dem externen Netzgerät (+ und - Buchse). Über die **VOL-TAGE**-Regler stellen Sie die Ausgangsspannung ein. Über die **CURRENT**-Regler können Sie den Maximalstrom einstellen, den das Netzgerät liefern darf. Drehen Sie beide Stromregler ganz nach rechts. Die rote Strombegrenzungs-LED darf nicht leuchten.
Verwenden Sie den LOW-AMP Modus (mittlere Taste gedrückt) für alle Versuche!

5.7 Aufgabe 3: Stromverläufe am Tiefsetzsteller

Messen Sie die in der Schaltung Bild 5.4 eingetragenen Ströme i_L , i_D , i_T mit dem Oszilloskop. Der Spulenstrom i_L ist proportional zum Spannungsabfall über R_L , der Diodenstrom i_D und der Transistorstrom i_T kann aus der Spannungsmessung über R_{MP1} und R_{MP3} bestimmt werden. Durch den Widerstandswert 1Ω gestaltet sich die Umrechnung entsprechend einfach.

Skizzieren Sie die auftretenden Stromverläufe i_L , i_T , i_D in die Diagramme von Bild 5.5 auf Seite 24 für ein Rechteck-Steuersignal mit **Tastverhältnis 50%** bei einer Frequenz von $f = 50\text{Hz}$.

Wiederholen Sie die Messung für $f = 200\text{Hz}$ und skizzieren Sie i_L , i_T , i_D in die Diagramme in Bild 5.6 auf Seite 25.

Hinweise:

- Überlegen Sie sich für die Messung der Ströme welche Eingangsverstärkung (**V/DIV**) am Oszilloskop einzustellen ist, damit Sie den Signalverlauf 1:1 in die bereitstehenden Diagramme übertragen können, da Sie ja mit dem Oszilloskop nur eine zum Strom proportionale Spannung messen können.
- Erfassen Sie u_{st} mit CH1 und triggern Sie so, dass Sie den Verlauf wie in den Diagrammen vorgegeben erhalten.
- Erfassen Sie mit CH2 die zum jeweiligen Strom proportionale Spannung.

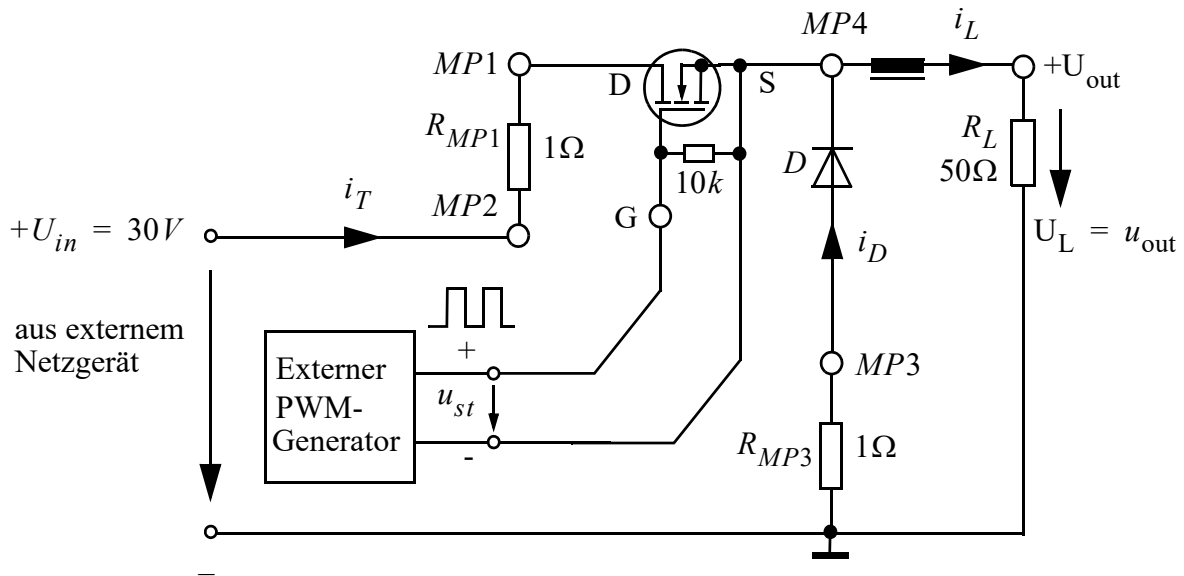


Bild 5.4 Schaltbild des Tiefsetzstellers mit Messwiderständen R_{MP1} und R_{MP3}

Bei welcher Schaltphase des Transistors erreicht der Diodenstrom i_D seinen Maximalwert?
Warum?

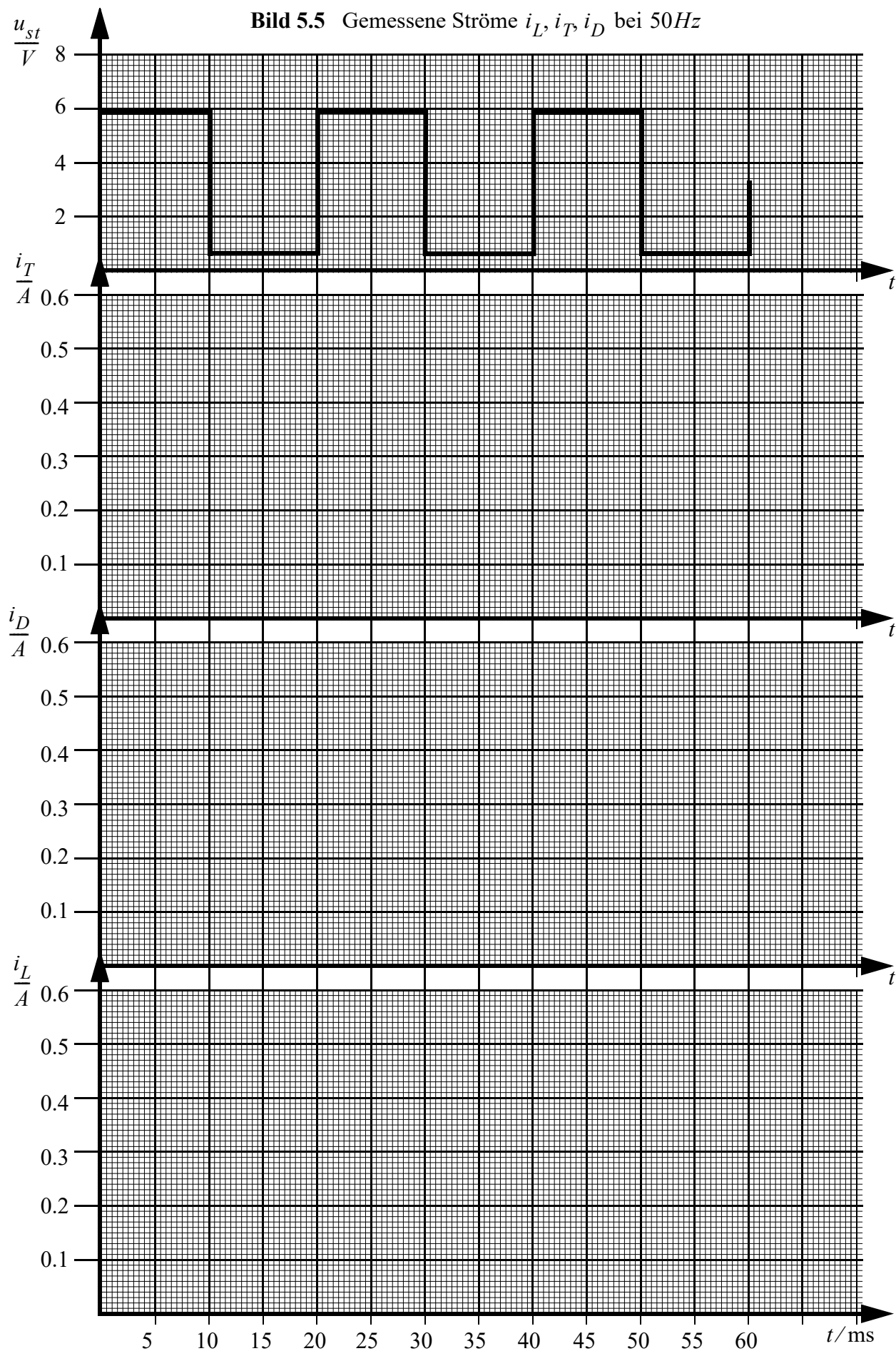
Antwort:

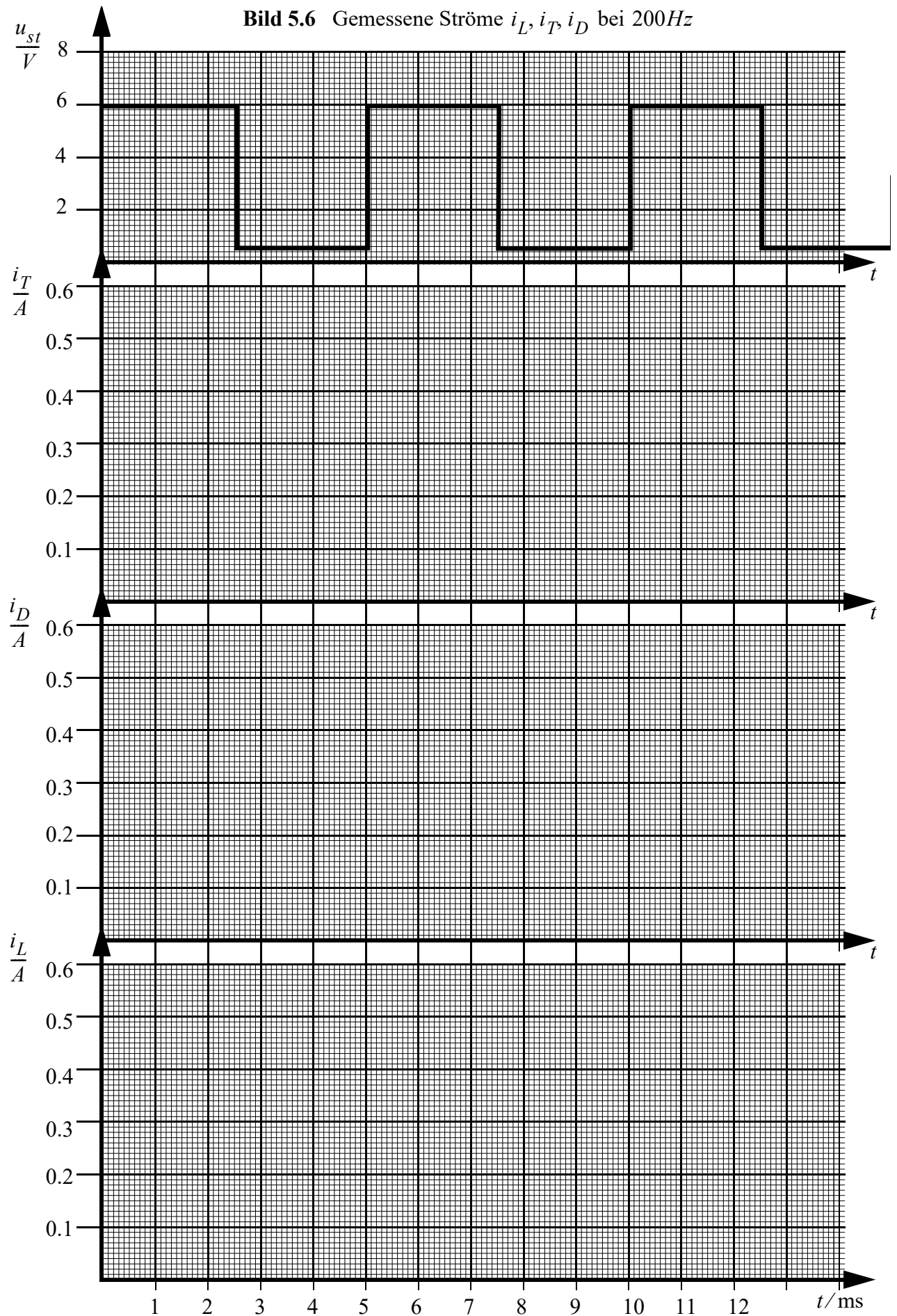
Erhöhen Sie nun probeweise die Frequenz auf $1 - 2kHz$ und beobachten Sie die Änderung der Restwelligkeit von Ausgangsspannung u_{out} bzw. Ausgangsstrom i_L .

Welche Proportionalität zwischen Frequenz und Restwelligkeit Δi_L können Sie feststellen?

Antwort:

$$\Delta i_L \sim$$





5.8 Aufgabe 4: Kennlinienbestimmung des MOSFETS

Verwenden Sie wieder die Schaltung nach Bild 5.4 auf Seite 23, allerdings mit **reduzierter Eingangsspannung** $+U_{in} = 18V$.

Die Ansteuerung mittels des PWM-Generators sei ein Rechtecksignal mit Tastverhältnis 50% bei einer Frequenz von $150Hz$.

Messen Sie nun die Kennlinie $i_{Drain} = i_T = f(u_{DS})$ mit dem Oszilloskop im XY-Betrieb.

Skizzieren Sie die Kennlinie in Bild 5.7.

Hinweise:



- Mittels **VERT X/Y-Taste - XY** versetzen Sie das Oszilloskop in den XY-Betrieb
- Wählen Sie für die X-Achse (**CH1**) $2V/DIV$
- Wählen Sie für die Y-Achse (**CH2**) $50mV/DIV$

Markieren Sie im Diagramm die beiden Zustände:

- **A.** Schalttransistor “leitet” und
- **B.** Schalttransistor “sperrt”

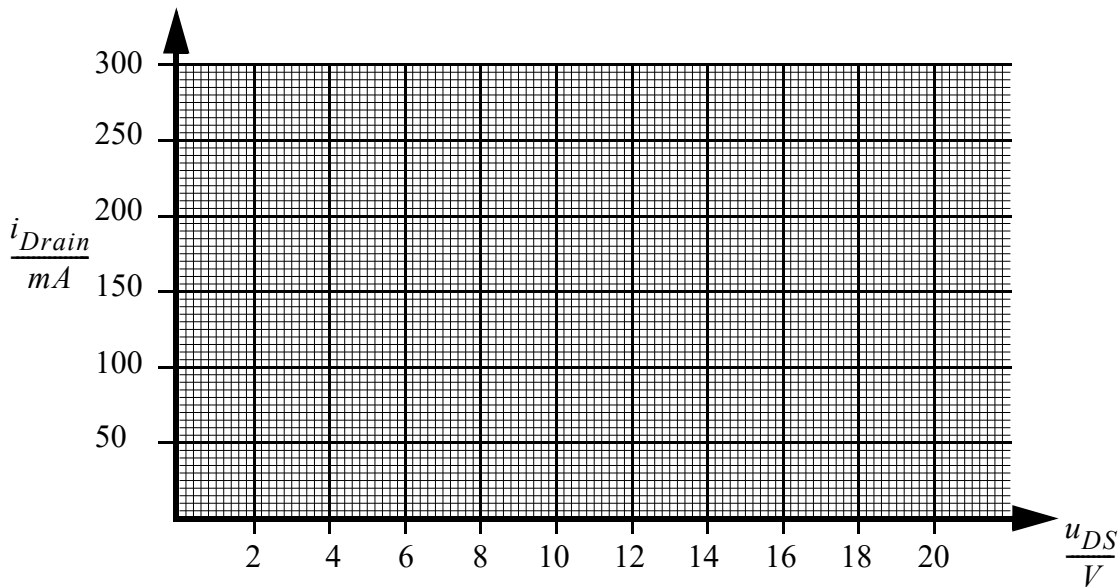


Bild 5.7 Schaltkennlinie $i_{Drain}(u_{DS})$ bei $150Hz$. **A.** Transistor leitet, **B.** Transistor sperrt.

Erhöhen Sie nun die Frequenz der Steuerspannung bis max. $2 kHz$. Welchen Einfluss hat dies auf den Drainstrom?

Antwort:

Schalten Sie jetzt den PWM-Generator auf eine dreieckförmige Ausgangsspannung der Frequenz $f = 150\text{Hz}$. Diese Ansteuerung soll eine schlechte Steuerung simulieren. Oszillografieren Sie wieder die Kennlinie $i_{\text{Drain}} = f(u_{\text{DS}})$.

Hinweis:

- Drehen Sie den Intensitätsregler am Oszilloskop auf Maximum, dann erkennen Sie die Übergangswege vom leitenden Zustand in den Sperrzustand des Transistors und zurück.



Skizzieren Sie die Übergangswege mit Richtungsangabe (Pfeil) in das Diagramm in Bild 5.7.

Warum handelt es sich um eine ungeeignete Ansteuerung?

Welche Gefahren bringt diese Ansteuerung mit sich?

Antwort:

5.9 Aufgabe 5: Tiefsetzsteller ohne Glättungskondensator

Bild 5.8 zeigt das Schaltbild des Tiefsetzstellers ohne zusätzliche Messwiderstände. Bauen Sie diese Schaltung zunächst **ohne Masseverbindung (- - -) zum Kondensator** auf.

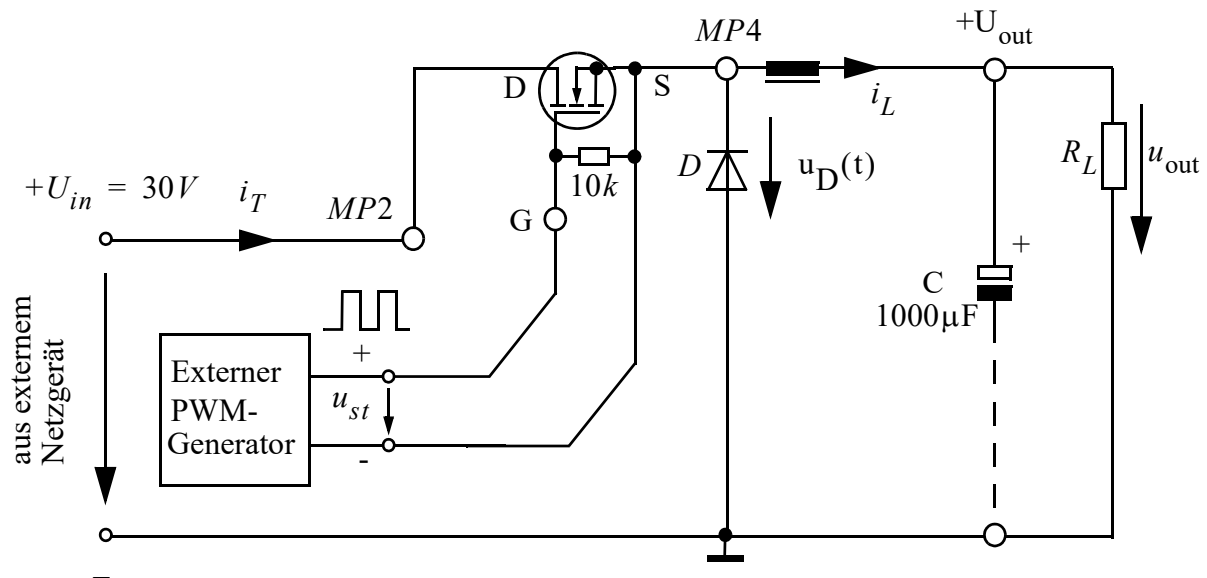


Bild 5.8 Schaltbild des Tiefsetzstellers

Verwenden Sie als Lastwiderstand den Wert $R_L = 50\Omega$ und ein Rechtecksteuersignal der Frequenz von $f = 200\text{Hz}$. Oszillografieren Sie nun die Diodenspannung $u_D(t)$ und die Ausgangsspannung des Tiefsetzstellers $u_{\text{out}}(t)$, wobei sich die beiden Oszillogramme überlagern sollen, wie dies im Bild 5.9 auf Seite 28 dargestellt ist.

5. Kapitel: Durchführung des Versuchs

Berechnen Sie die Spannungs-Zeitflächen A_1 für die in der Tabelle gegebenen Tastverhältnisse ϑ_T . Bestimmen Sie anschließend mit dem Multimeter im Gleichspannungsbereich durch Messen von $u_{out}(t) = U_{out}$ die Spannungs-Zeitflächen A_2 .

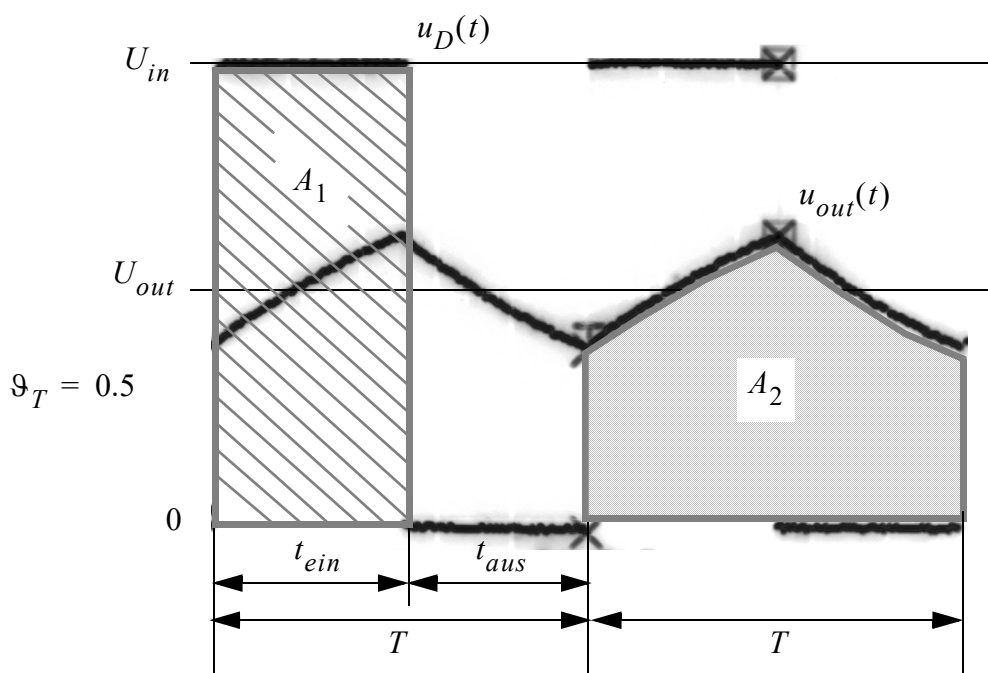


Bild 5.9 Überlagerung der Oszillogramme $u_D(t)$ und $u_{out}(t)$

ϑ_T	$A_1 [V \cdot ms]$	$U_{out} [V]$	$A_2 = U_{out} \cdot T [V \cdot ms]$	A_2/A_1
20%				
40%				
60%				
80%				

Weshalb können Sie A_2 aus einer Gleichspannungsmessung bestimmen?

Weshalb ist das Verhältnis von A_2/A_1 kleiner 1?

Antwort:

5.10 Aufgabe 6: Tiefsetzsteller mit Glättungskondensator

Schließen Sie jetzt den Glättungskondensator C an (gestrichelte Verbindung in der Schaltung nach Bild 5.8). Wählen Sie $R_L = 100\Omega$ sowie $f = 200\text{Hz}$ und messen Sie die Ausgangsspannung U_{out} mit dem Digitalmultimeter im Gleichspannungsbereich. Tragen Sie in das Lösungsdiagramm Bild 5.10 die Messwerte $U_{out} = f(\vartheta_T)$ ein und skizzieren Sie anschließend in dasselbe Diagramm die theoretisch zu erwartende Kurve nach Gl. (4.15) auf Seite 14.

Hinweis: Überprüfen Sie U_{in} mit dem Multimeter und stellen Sie bestmöglichst $U_{in} = 30.00\text{V}$ ein

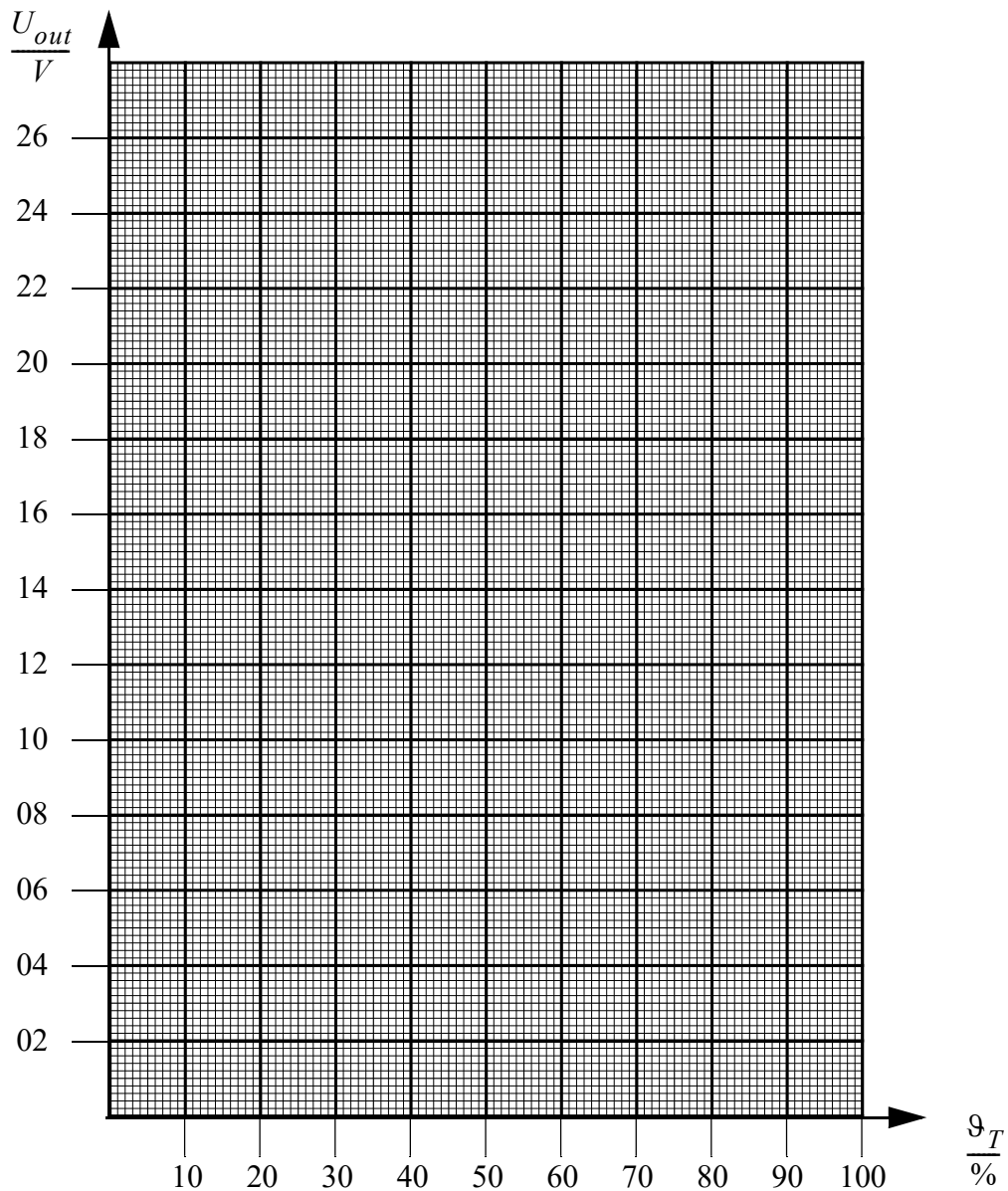


Bild 5.10 Funktionen $U_{out} = f(\vartheta_T)$ gemessen und theoretisch

5. Kapitel: Durchführung des Versuchs

Bestimmen Sie nun den Bereich der Kennlinie in dem der Steller in lückendem Betrieb arbeitet, d. h. $i_L = 0$ wird. Oszillografieren Sie dazu $u_D(t)$. Kennzeichnen Sie die Grenze zum lückenden Betrieb in Bild 5.10.

Welcher Spannung folgt $u_D(t)$ während des lückenden Betriebs? Warum?



Hinweis: Überlegen Sie sich welches Bauteil die Energiequelle im lückenden Betrieb ist.

Antwort:

lückender Betrieb: $u_D(t) = \underline{\hspace{2cm}}$

Begründung:

Warum weicht die Kurve der gemessenen, realen Ausgangsspannung im nicht lückenden Betrieb von der theoretischen ab?

Antwort:

5.11 Aufgabe 7: Bestimmung des Wirkungsgrades des Tiefsetzstellers

Über die Messung der zugeführten Leistung aus dem Labornetzgerät und der abgeführten Leistung in die Last lässt sich der Wirkungsgrad des Stellers ermitteln:

$$\eta = P_{out}/P_{in} \quad \text{Gl. (5.1)}$$

Messen Sie die Leistung für verschiedene Verbraucher R_L . Verwenden Sie folgende Anordnung:

- $\vartheta_T = 50\%$, $f = 200\text{Hz}$
- Glättungskondensator C angeschlossen
- Eingangsstrommessung I_T mit einem eingeschleiften Multimeter im 10A Bereich, da die Anzeige des Netzgerätes zu ungenau ist
- Ausgangsspannungsmessung U_{out} mit Multimeter

Die Eingangsleistung P_{in} erhalten Sie dann zu $P_{in} = U_{in} \cdot I_T$. Die Ausgangsleistung P_{out} können sie aus R_L und U_{out} bestimmen.

5.11 Aufgabe 7: Bestimmung des Wirkungsgrades des Tiefsetzstellers

Wie lautet die Beziehung zwischen P_{out} , R_L und U_{out} ?

Antwort:

R_L/Ω	U_{in}/V	I_T/A	P_{in}/W	U_{out}/V	P_{out}/W	$\eta = P_{out}/P_{in}$
100	30.0					
50	30.0					
20	30.0					
10	30.0					
5	30.0					

Weshalb sinkt der Wirkungsgrad bei kleiner werdendem R_L ? Was könnten Sie dagegen tun?

Antwort:

Die nun nachfolgenden Aufgaben werden mit dem Sperrwandler durchgeführt. Daher nochmals folgende Warnung:

Warnung!

Durch das Sperrwandlerprinzip können sehr hohe Induktionsspannungsspitzen entstehen, **wenn keine Last am Wandler angeschlossen ist**. Seien Sie in jedem Fall vorsichtig, da diese durchaus wegen der freien Verkabelung des Versuchsaufbaus auch für Sie gefährlich sein können!



5.12 Aufgabe 8: Drossel-Inverswandler ohne Glättungskondensator

Bild 5.11 zeigt die Gesamtschaltung des Drossel-Inverswandlers. **Entfernen Sie alle Verbindungen der vorherigen Tiefsetzsteller-Schaltung, einschließlich des eingeschleiften Multimeters** und bauen Sie die Inverswandler-Schaltung in der unteren Hälfte der Versuchsbox auf. Der Drossel-Inverswandler hat diesen Namen, da seine Ausgangsspannung u_{out} **negativ** ist.

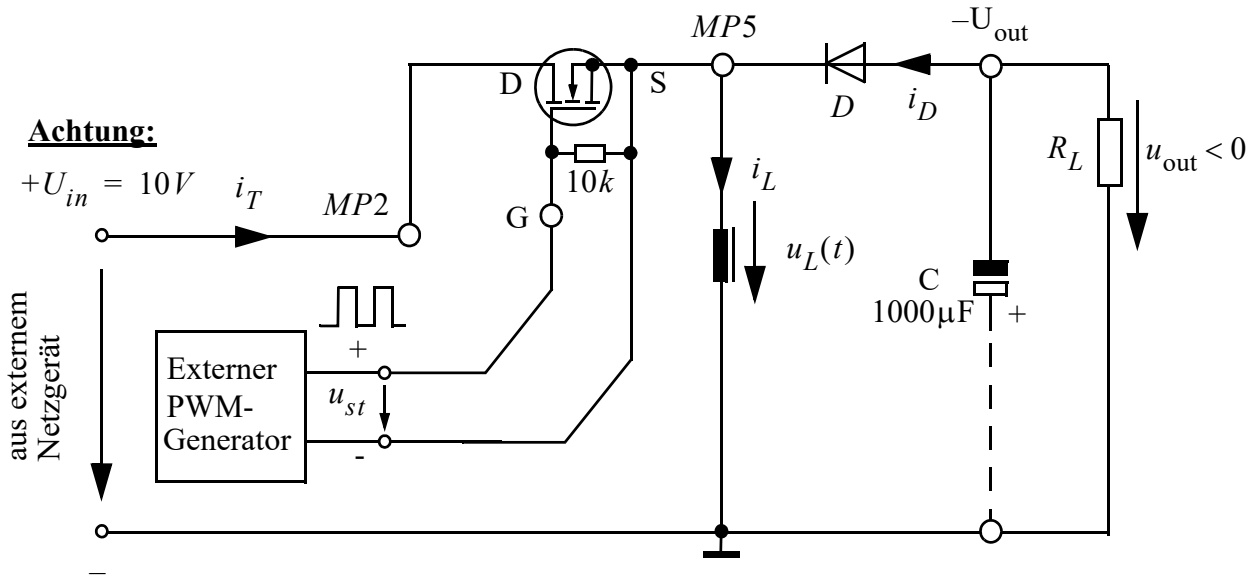


Bild 5.11 Gesamtschaltung des Drossel-Inverswandlers

! Beachten Sie, dass die Versorgungsspannung jetzt nur $U_{in} = 10.0V$ beträgt.

Zunächst soll der Kondensator C nicht angeschlossen sein. Wählen Sie $R_L = 50\Omega$ und $f = 200Hz$.

Oszillografieren Sie dann die Spannung $u_L(t)$ an der Spule und die Ausgangsspannung $u_{out}(t)$ des Stellers so, dass beide Diagramme einander überlagern (s. Bild 5.12).

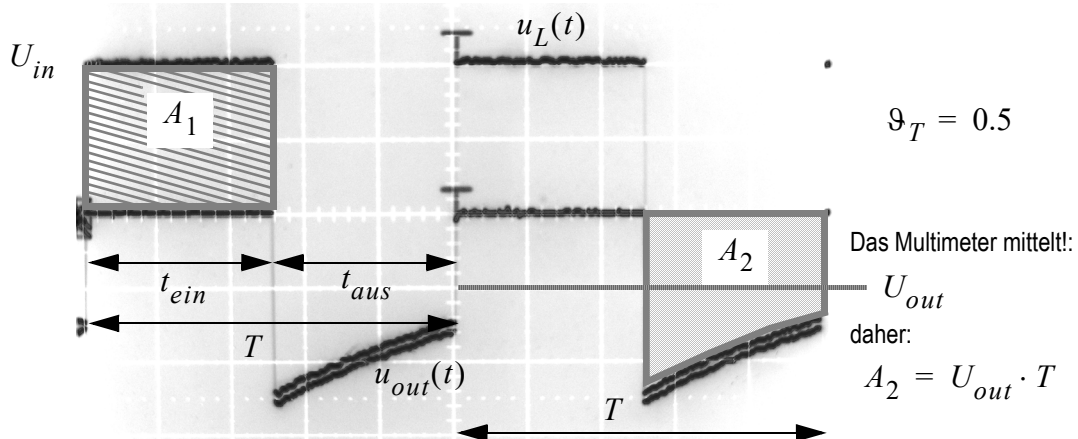


Bild 5.12 Spannungs-Zeit-Flächen des Drossel-Inverswandlers

5.12 Aufgabe 8: Drossel-Inverswandler ohne Glättungskondensator

Überprüfen Sie, wie sich bei verschiedenen Tastverhältnissen $\vartheta_T = t_{\text{ein}}/T$ die Flächen A_1 und A_2 zueinander verhalten. Bestimmen Sie die Fläche A_2 mit dem Multimeter und tragen Sie Ihre Mess- und Rechenergebnisse in die folgende Tabelle ein. Beachten Sie, dass u_{out} negativ ist und dass das Multimeter den **zeitlichen Mittelwert** $U_{\text{out}} = \bar{u}_{\text{out}}$ anzeigt. Die Spannungs-Zeitfläche A_2 (s. auch Bild 5.12) berechnet sich daher zu $A_2 = U_{\text{out}} \cdot T$.

ϑ_T	$A_1 [V \cdot ms]$	$U_{\text{out}} [V]$	$A_2 = U_{\text{out}} \cdot T [V \cdot ms]$	A_2/A_1
20%	10			
40%	20			
60%	30			
80%	40			

Das Verhältnis der Spannungs-Zeitflächen beim Inverswandler ist deutlich kleiner als beim Tiefsetztsteller.

Was sagt dies über den Wirkungsgrad des Inverswandlers aus?

Antwort:

Welchen Maximalwert $|u_{\text{out}}|_{\text{max}}$ (zu messen mit dem Oszilloskop!) erreicht die Ausgangsspannung bei $\vartheta_T = 0.8$?

Vergleichen Sie den Wert mit der Höhe der Eingangsspannung U_{in} .

Antwort:

$$|u_{\text{out}}|_{\text{max}} = \underline{\hspace{2cm}}$$

5.13 Aufgabe 9: Drossel-Inverswandler mit Glättungskondensator

Schließen Sie nun den Glättungskondensator mit der Kapazität C nach Bild 5.11 an (gestrichelte Verbindung). Vermessen Sie die Kennlinie der Ausgangsspannung als Funktion des Tastverhältnisses $|U_{out}| = f(\vartheta_T)$ für a) $R_L = 50\Omega$ und b) $R_L = 300\Omega$, jeweils bei $f = 200\text{Hz}$.

Zeichnen Sie die Kennlinien in das Diagramm in Bild 5.13 ein.



Prüfen Sie, ob die Strombegrenzung des Netzgerätes auf LOW steht und beide Current Regler maximal aufgedreht sind! Kennzeichnen Sie in Ihrem Diagramm den Bereich, ab dem die Strombegrenzung des Netzgerätes einsetzt.

Tragen Sie nach der Messung auch die theoretische Kurve für $U_{ein} = 10\text{V}$ in Bild 5.13 ein.

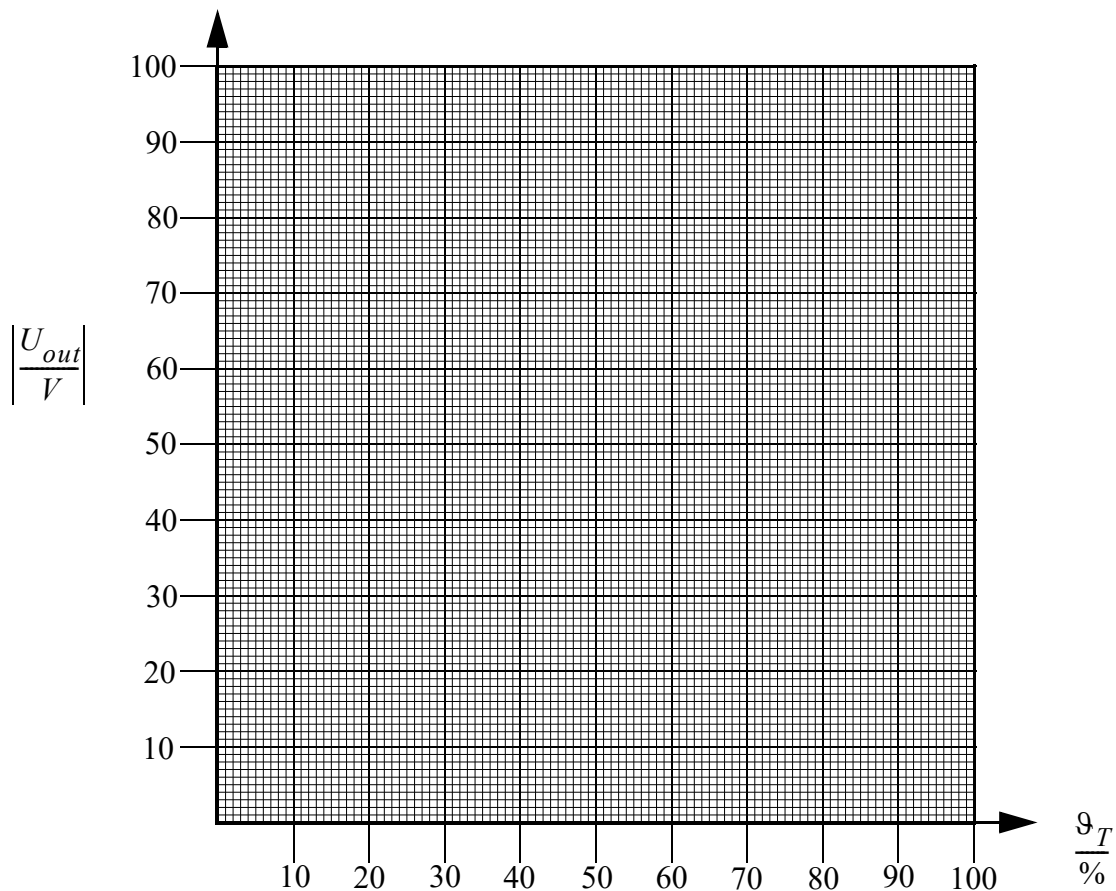


Bild 5.13 Funktionen $|U_{out}| = f(\vartheta_T)$ am Drossel-Inverswandler für
a) $R_L = 50\Omega$ und b) $R_L = 300\Omega$ sowie theoretisch c)

1. Warum weichen die Kurven der realisierten Ausgangsspannungen von der theoretisch möglichen ab? (Berücksichtigen Sie das Schaltungsprinzip und was real für $\vartheta_T = 100\%$ passiert)

2. Der Drossel-Inverswandler hat einen geringeren Wirkungsgrad als der Durchflusswandler (Tiefsetzsteller).
Wie ist dies zu erklären?
(Denken Sie an die Art des Energietransports von der Quelle (Netzgerät) zur Last.)

Antwort:

zu 1.

zu 2.

5. Kapitel: Durchführung des Versuchs

ETGP - Versuchsfeedback

Versuch: Gleichstromsteller

Datum: _____

1. Was hat Dir an diesem Versuch gefallen?
2. Gibt es Fehler/Unklarheiten im Skript? Wenn ja, welche?
3. Konnten die Betreuer gestellte Fragen klären?
4. Gibt es etwas, das Du bei diesem Versuch ändern würdest?
5. Sonstige Anmerkungen

Anhang A Auszug aus dem Datenblatt IPP200N15N3G



IPB200N15N3 G IPD200N15N3 G

IPI200N15N3 G IPP200N15N3 G

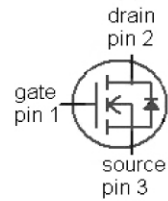
OptiMOS™ 3 Power-Transistor

Features

- N-channel, normal level
- Excellent gate charge x $R_{DS(on)}$ product (FOM)
- Very low on-resistance $R_{DS(on)}$
- 175 °C operating temperature
- Pb-free lead plating; RoHS compliant
- Qualified according to JEDEC¹⁾ for target application
- Ideal for high-frequency switching and synchronous rectification
- Halogen-free according to IEC61249-2-21 *

Product Summary

V_{DS}	150	V
$R_{DS(on),max}$	20	mΩ
I_D	50	A



Type	IPB200N15N3 G	IPD200N15N3 G	IPI200N15N3 G	IPP200N15N3 G
Package	PG-TO263-3	PG-TO252-3	PG-TO262-3	PG-TO220-3
Marking	200N15N	200N15N	200N15N	200N15N

Maximum ratings, at $T_j=25\text{ °C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value	Unit
Continuous drain current	I_D	$T_C=25\text{ °C}$	50	A
		$T_C=100\text{ °C}$	40	
Pulsed drain current ²⁾	$I_{D,pulse}$	$T_C=25\text{ °C}$	200	
Avalanche energy, single pulse	E_{AS}	$I_D=50\text{ A}$, $R_{GS}=25\text{ Ω}$	170	mJ
Reverse diode dv/dt	dv/dt	$I_D=50\text{ A}$, $V_{DS}=120\text{ V}$, $di/dt=100\text{ A/μs}$, $T_{j,max}=175\text{ °C}$	6	kV/μs
Gate source voltage	V_{GS}		±20	V
Power dissipation	P_{tot}	$T_C=25\text{ °C}$	150	W
Operating and storage temperature	T_j , T_{stg}		-55 ... 175	°C
IEC climatic category; DIN IEC 68-1			55/175/56	

¹⁾J-STD20 and JESD22

²⁾ See figure 3

* Except D-PAK (TO-252)



IPB200N15N3 G IPD200N15N3 G

IPI200N15N3 G IPP200N15N3 G

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	

Thermal characteristics

Thermal resistance, junction - case	R_{thJC}		-	-	1	K/W
Thermal resistance, junction - ambient	R_{thJA}	minimal footprint	-	-	75	
		6 cm ² cooling area ³⁾	-	-	50	

Electrical characteristics, at $T_j=25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Static characteristics

Drain-source breakdown voltage	$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS}=0\text{ V}, I_D=1\text{ mA}$	150	-	-	V
Gate threshold voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=90\text{ }\mu\text{A}$	2	3	4	
Zero gate voltage drain current	I_{DSS}	$V_{DS}=120\text{ V}, V_{GS}=0\text{ V}, T_j=25^\circ\text{C}$	-	0.1	1	μA
		$V_{DS}=120\text{ V}, V_{GS}=0\text{ V}, T_j=125^\circ\text{C}$	-	10	100	
Gate-source leakage current	I_{GSS}	$V_{GS}=20\text{ V}, V_{DS}=0\text{ V}$	-	1	100	nA
Drain-source on-state resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=10\text{ V}, I_D=50\text{ A}$	-	16	20	m Ω
		$V_{GS}=8\text{ V}, I_D=25\text{ A}$	-	16	20	
Gate resistance	R_G		-	2.4	-	Ω
Transconductance	g_{fs}	$ V_{DS} >2 I_D R_{DS(on)max}, I_D=50\text{ A}$	29	57	-	S

³⁾ Device on 40 mm x 40 mm x 1.5 mm epoxy PCB FR4 with 6 cm² (one layer, 70 μm thick) copper area for drain connection. PCB is vertical in still air.