

## 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 Labortermin 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 Labortermin 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 Freizeitermine 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 Teststempel in Ihre **Zulassungsbescheinigung**. **Sie sind selbst dafür verantwortlich dass Sie nach der erfolgreichen Durchführung eines Versuches den Teststempel 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:

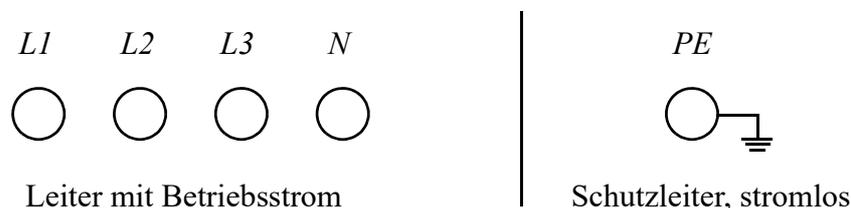


## Empfehlungen

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  $\perp_{GND}$  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  $\perp_{GND}$  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**

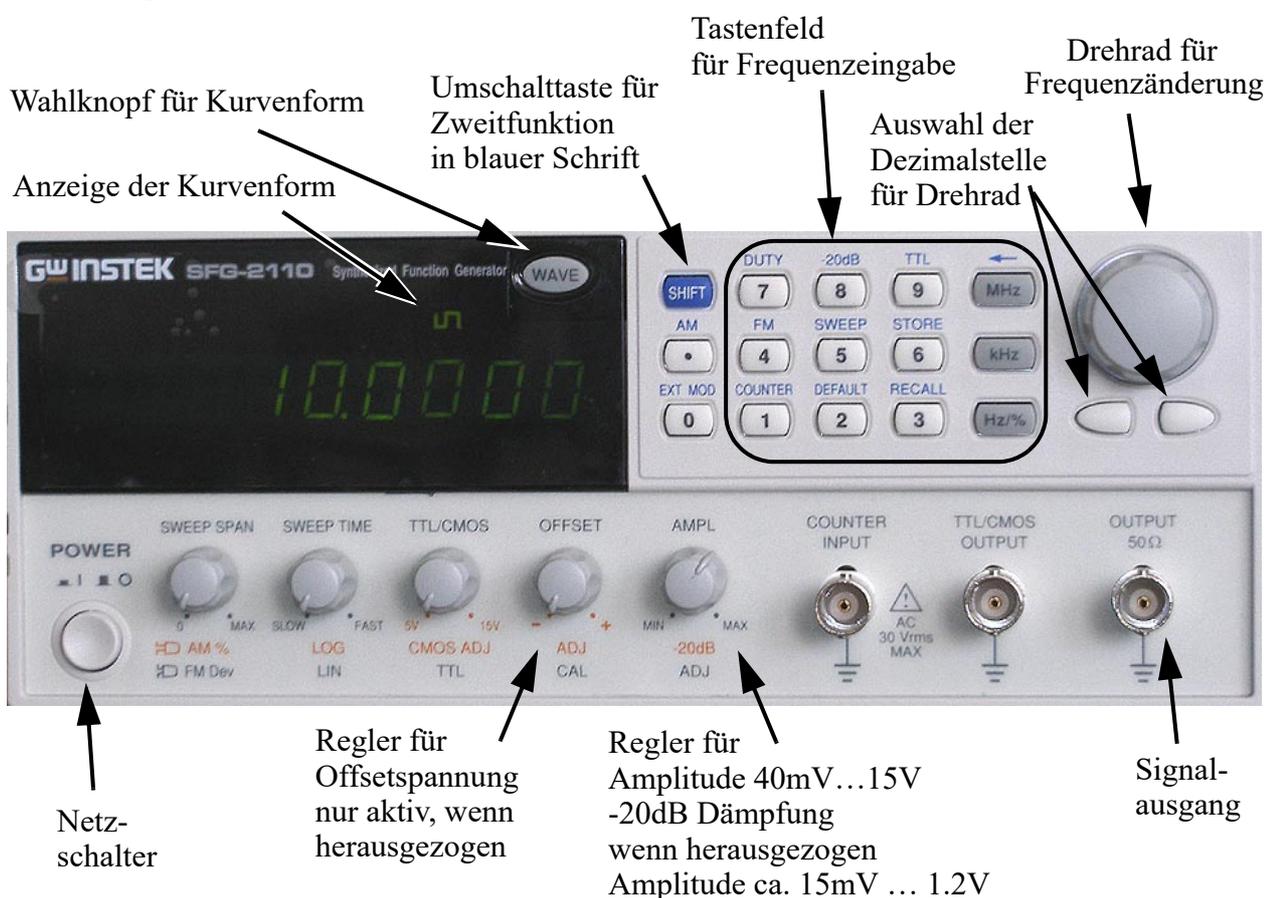
**Dr.-Ing. Armin Teltschik**

# 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:

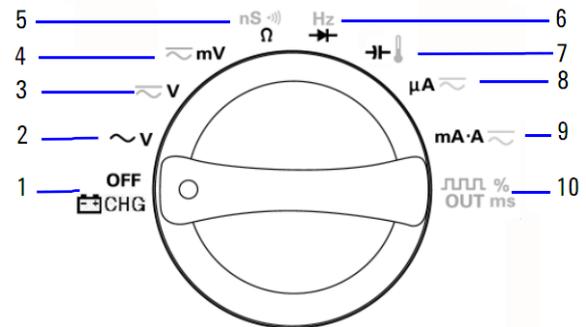
## 2 Multimeter Agilent U1252B

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** **B** Eingänge für Strommessung
- C** Common gemeinsamer Eingang für alle Messungen
- D** 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

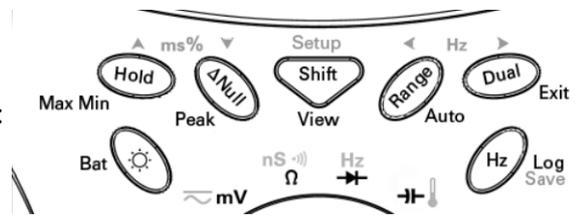
**Bild 2.1** Multimeter Agilent U1252B - Anschlussbuchsen und Messbereichswahl

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) <sup>(1)</sup> .	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 <sup>(1)</sup> .	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) <sup>(3)</sup> .	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 <sup>(1)</sup> . 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

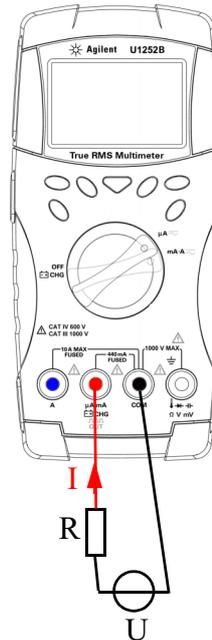
- 1 Richten Sie den Drehregler auf  $\sim V$  ein. Für die Modi  $\sim V$  und  $\sim mV$  drücken Sie auf **Shift**, um sicherzustellen, dass die Anzeige  $\sim$  zeigt.
- 2 Verbinden Sie die roten und schwarzen Messleitungen entsprechend mit den Eingangsanschlüssen **V** (**rot**) und **COM** (**schwarz**).
- 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  $\text{---}$  angezeigt wird.
- 2 Verbinden Sie die roten und schwarzen Messleitungen entsprechend mit den Eingangsanschlüssen **V** (**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  $\mu A$  (**rot**) und **COM** (**schwarz**) bzw. **A** (**blau**) und **COM** (**schwarz**).
- 3 Messen Sie die Testpunkte hintereinander innerhalb des Schaltkreises und lesen Sie die Anzeige.

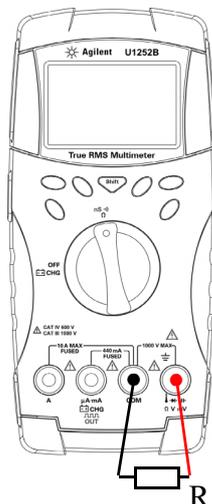
#### Messen der DC-Stromstärke

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

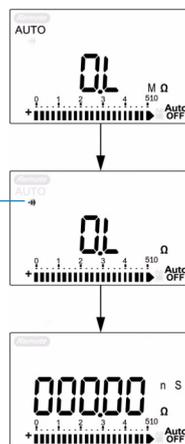
#### VORSICHT

- Wenn die Stromstärke  $\leq 440$  mA ist, verbinden Sie die roten und schwarzen Messleitungen mit den Eingangsanschlüssen  $\mu A$  (**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

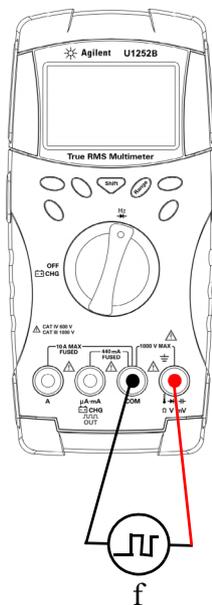


Akustischer Durchgangstest



- 1 Richten Sie den Drehregler auf  $nS \sim$  ein.
- 2 Verbinden Sie die roten und schwarzen Messleitungen entsprechend mit den Eingangsanschlüssen  $\Omega$  (**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 Frequenzzählermessungen



#### Frequenzmessung

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

#### Frequenzzählermessung

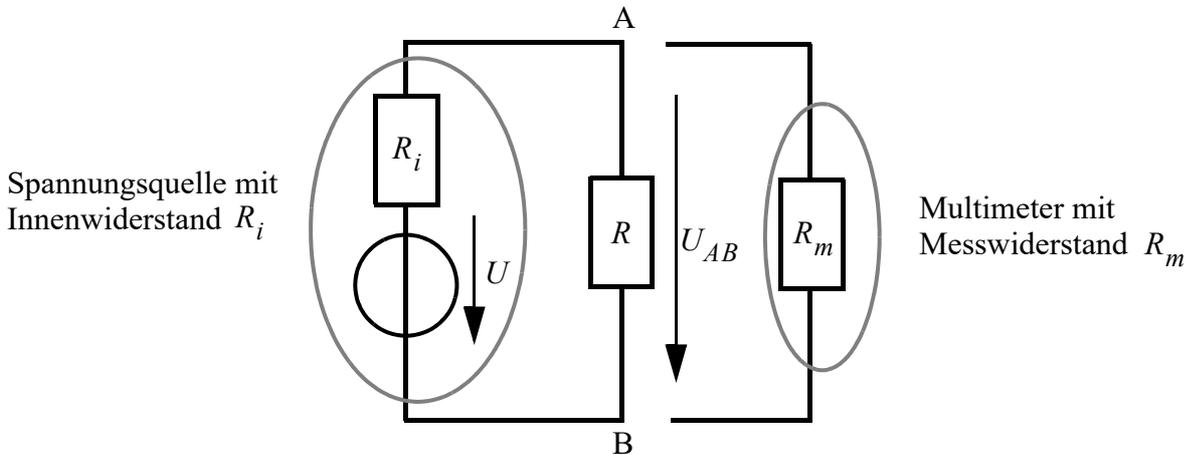
- 1 Stellen Sie den Drehregler auf **Hz** ein.
- 2 Drücken Sie auf **Shift**, um die Frequenzzählerfunktion (**Hz**) auszuwählen. "1—" auf der Sekundäranzeige bedeutet, dass die Eingabesignalfrequenz durch 1 dividiert wird. Dies ist für einen höheren Frequenzbereich von bis zu 985 kHz geeignet.
- 3 Verbinden 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:

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

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:

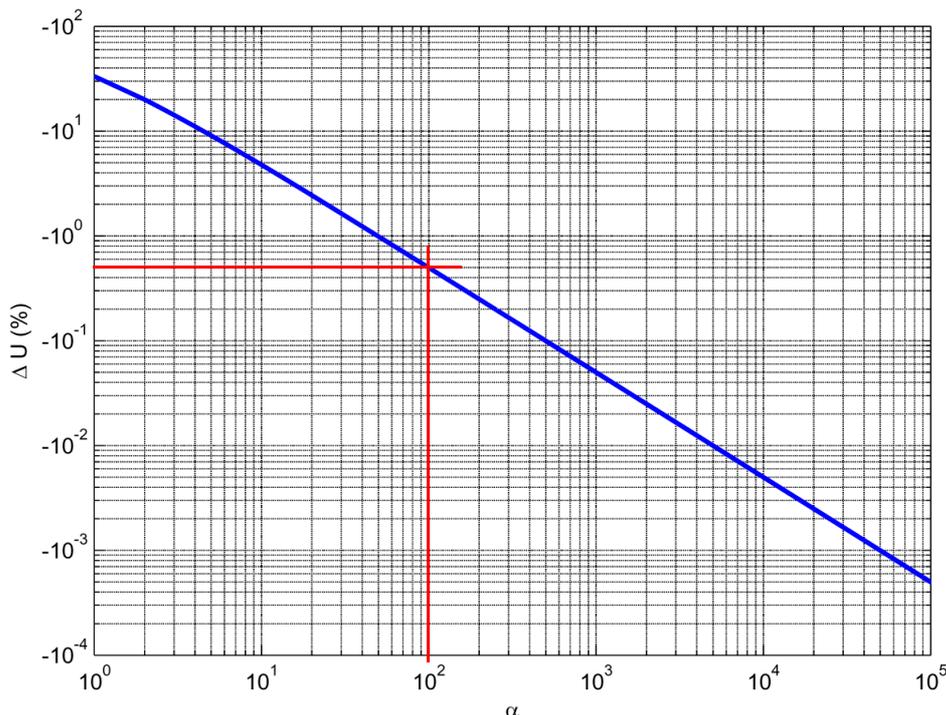
$$U_{AB_{mess}} = U \frac{1}{2 + 1/\alpha} \quad \text{Gl. (2.6)}$$

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  $\alpha$

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

**Das hier verwendete Multimeter Agilent U1252B besitzt folgende Innenwiderstände:**

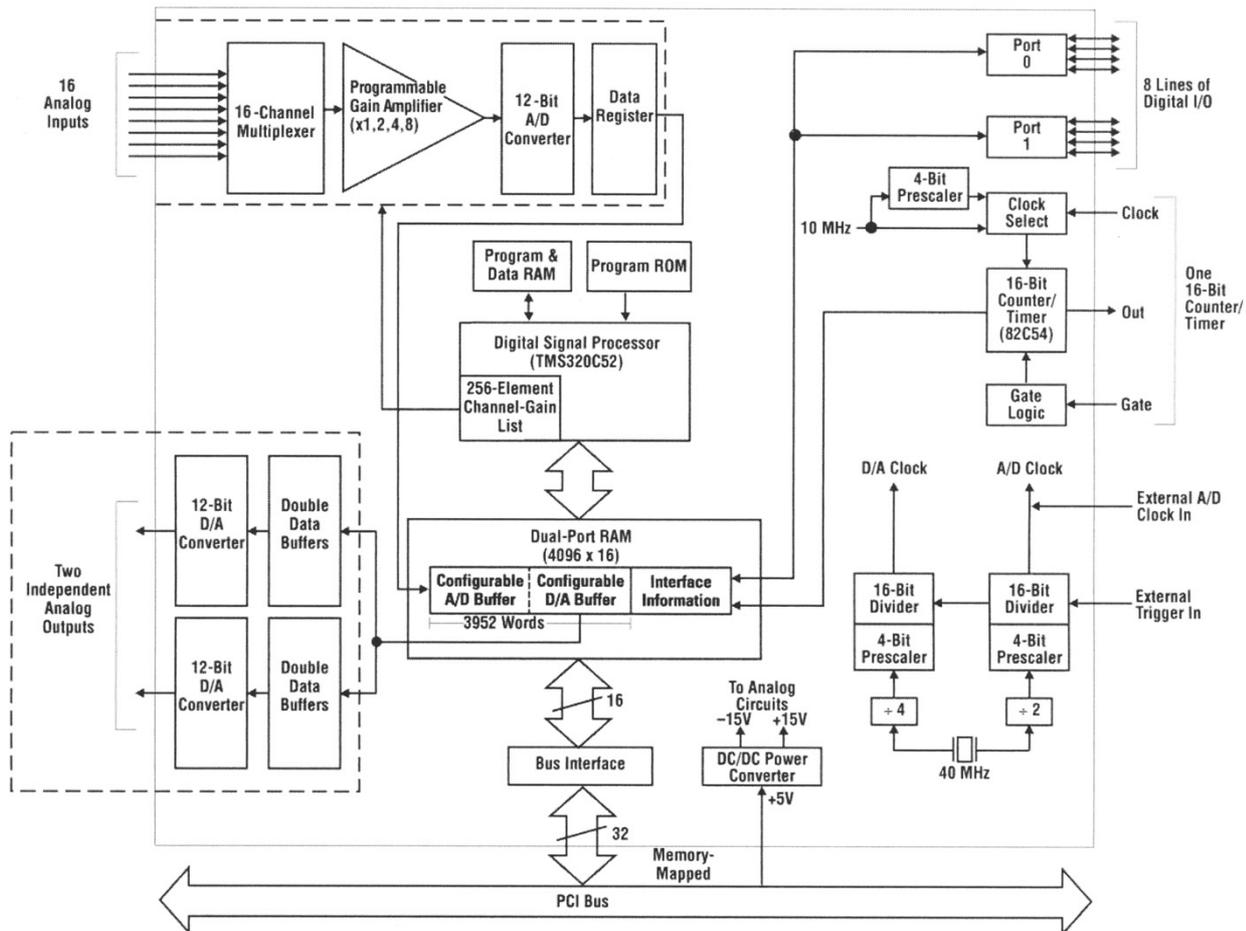
- Spannungsmessung: 10M $\Omega$
- Frequenzähler: ~50k $\Omega$



### 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
<b>General</b>			
Resolution	Min	12	Bits
Throughput			
One Channel	Min	330*	kS/s
Channel Scan		300	kS/s
Channel Scan to Rated Accuracy		250	kS/s
<b>Inputs</b>			
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
<b>DC Accuracy</b>			
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
<b>AC Accuracy</b>			
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
<b>Dynamic Performance</b>			
Channel Acquisition Time	Typ	3	µs
A/D Conversion Time	Typ	3	µs
<b>Temperature Characteristics</b>			
Zero Drift	Typ	±20 (±10 x Gain)	µV/°C
Gain Drift	Typ	±30	ppm of FSR/°C

Analog Outputs			
<b>General</b>			
Resolution		12	Bits
Throughput	Max	200/DAC	kS/s
<b>Outputs</b>			
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
<b>Accuracy</b>			
Integral Nonlinearity	Max	±0.03	%FSR
Differential Nonlinearity	Typ	±0.75	LSB
		Monotonicity Guaranteed	
Gain Error		Adjustable to 0	
Zero Error		Adjustable to 0	
<b>Dynamic Performance</b>			
Settling Time (to 0.01% FSR)			
20V Step	Max	5	µs
100mV Step	Max	2.5	µs
Slew Rate	Typ	10	V/µs

\* 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.

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.

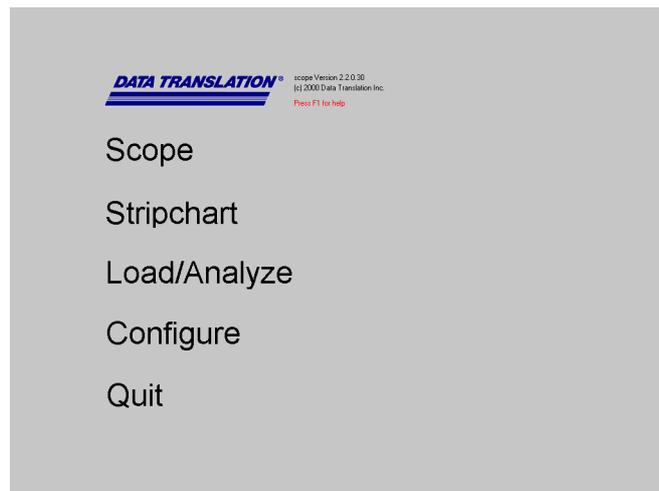


Bild 3.3 Hauptmenü

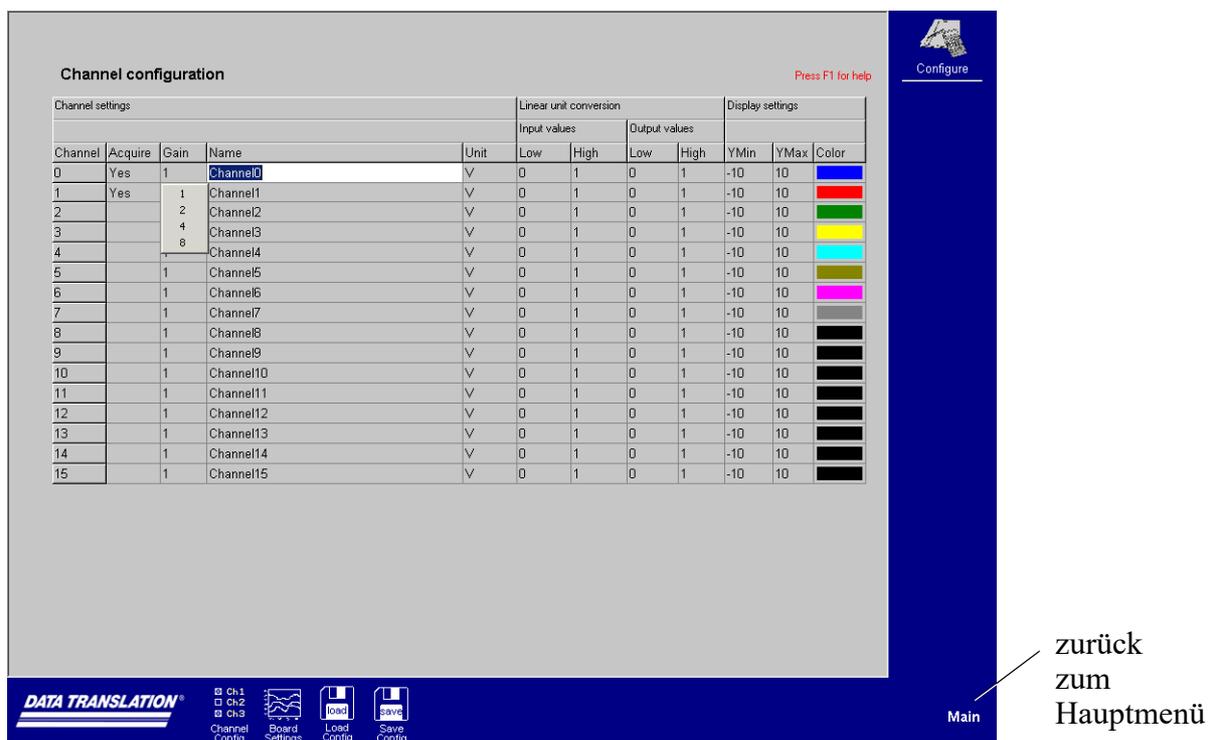


Bild 3.4 Das Untermenü **Configure**

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.

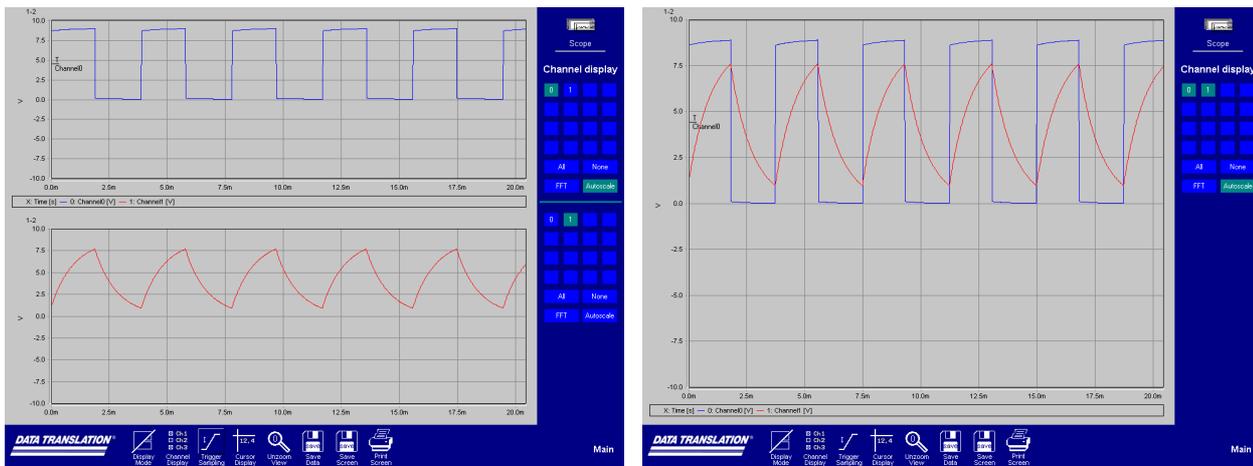
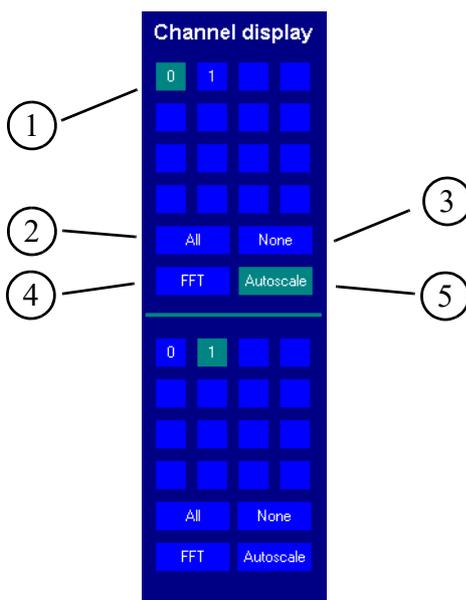


Bild 3.5 Scope Betrieb in verschiedenen Displaymodi

#### 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.

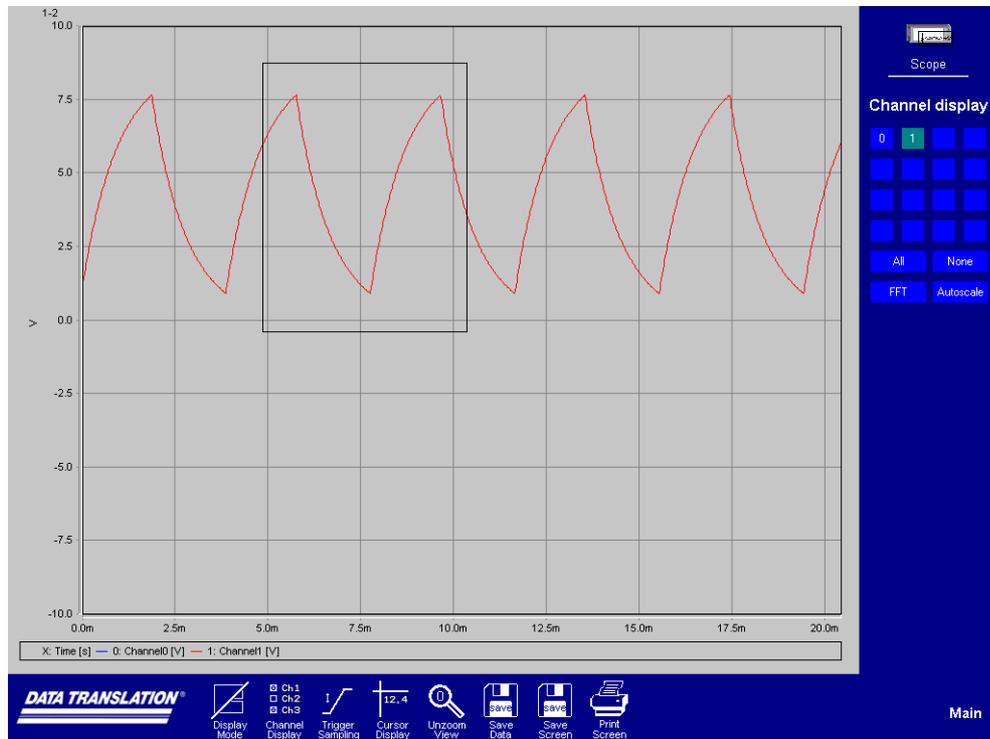
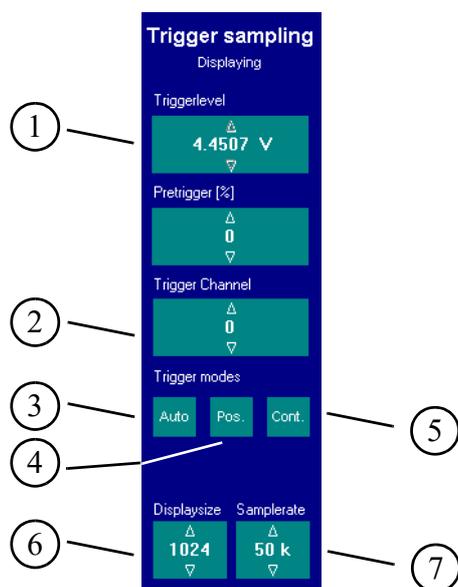


Bild 3.6 Zoom Funktion

### 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

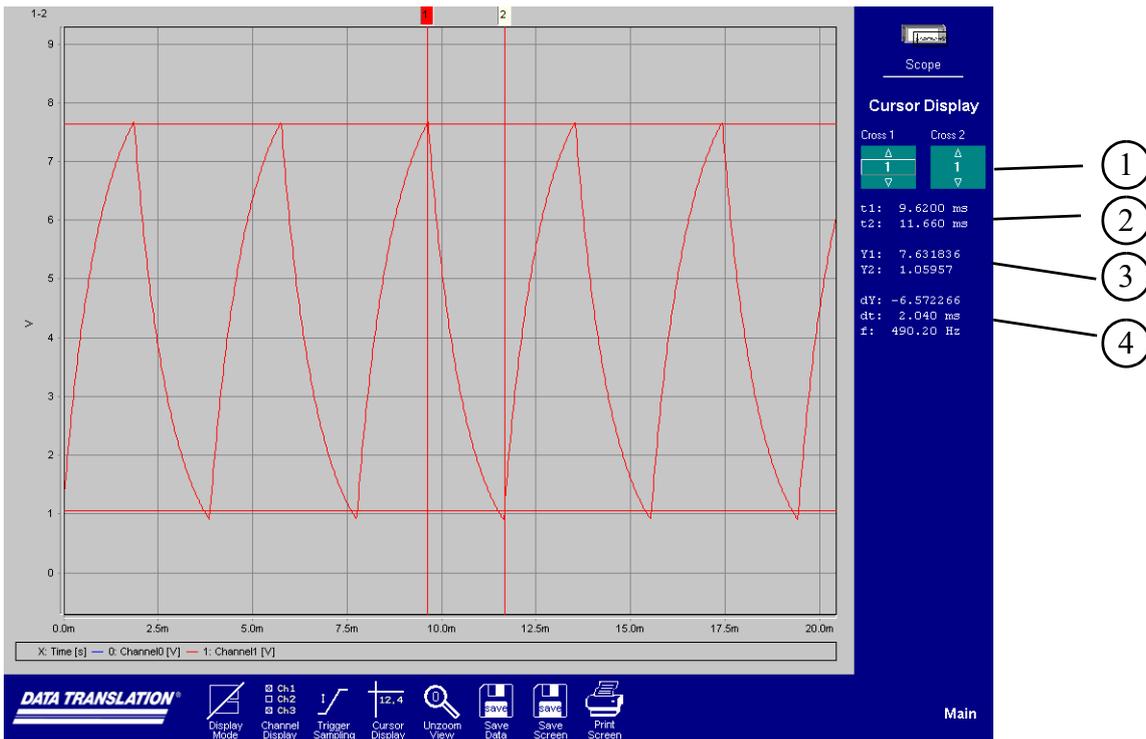
### 3. Kapitel: Oszilloskop-Programm "Scope"

**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

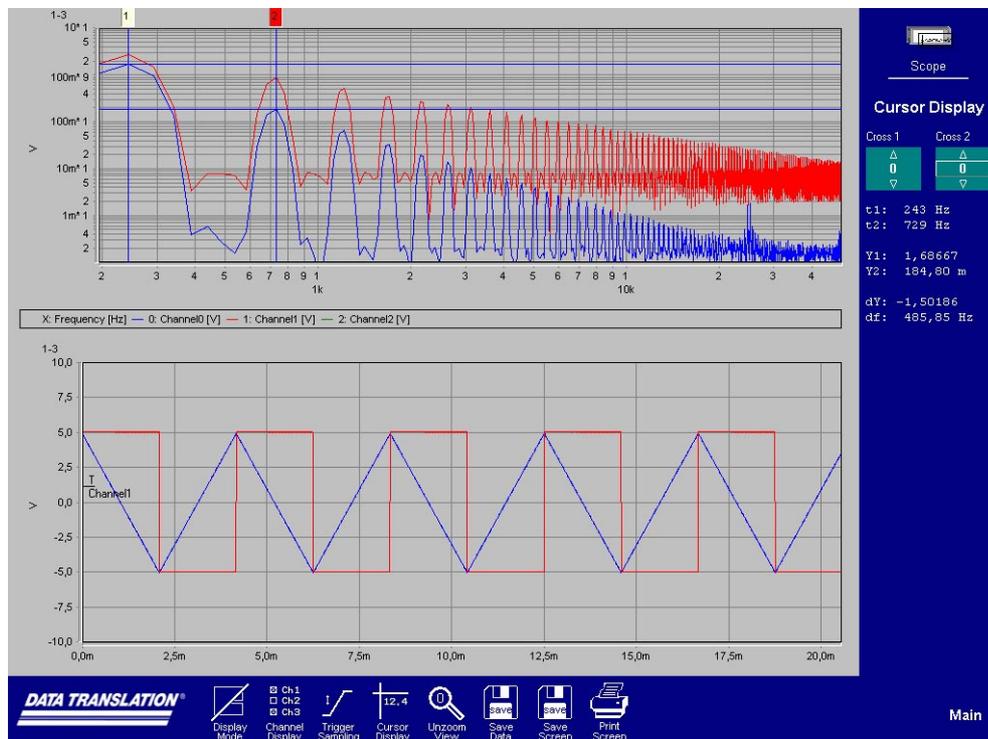
$\frac{1}{\sqrt{2\pi}}$  skaliert sind!

$$\hat{u}_{\text{wahr}} = \sqrt{2\pi} \cdot \hat{u}_{\text{mess}}$$

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 Bildschirm ausdrucks.

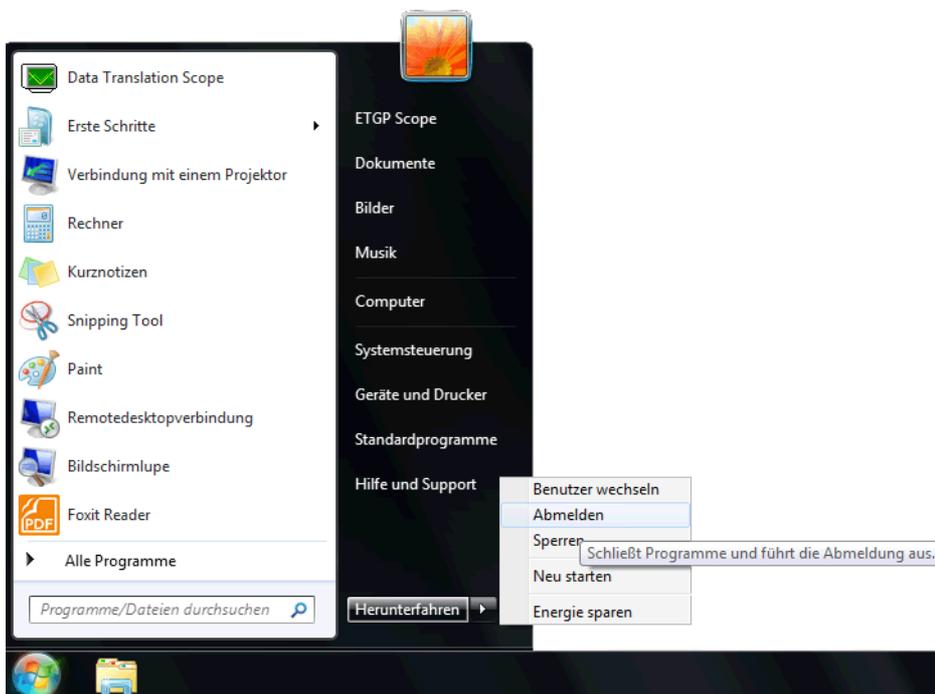
**3.2.8 Programm beenden und Abmelden**

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

<b>1</b>	<b>Lernziele</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Literatur</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Geräte</b>	<b>3</b>
<b>4</b>	<b>Allgemeine Grundlagen</b>	<b>4</b>
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
<b>5</b>	<b>Versuchsdurchführung</b>	<b>27</b>
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
	<b>ETGP - Versuchsfeedback</b>	<b>35</b>

# 1 Lernziele

Nach der Durchführung des Versuchs sollen Sie in der Lage sein Antworten auf folgende Fragen geben zu können:

- Was ist ein Oszilloskop?
- Was lässt sich mit einem Oszilloskop (**direkt ohne Umrechnung**) alles messen?
- Weshalb benötigt das Oszilloskop die Triggereinrichtung?
- Was ist Zweikanalbetrieb?
- Was ist alternierender/chopper Betrieb?
- Was ist der Unterschied zwischen AC-/ DC-Messung?
- Was versteht man unter Spitzenwert und Effektivwert?
- Wie lässt sich die Frequenz eines Signales messen?
- Wie lässt sich die Anstiegszeit eines Signalsprunges messen?
- Wie verhält sich ein RC-Glied an einer Rechteckspannung?
- Wie lässt sich mit dem Oszilloskop die Kapazität eines Kondensators bestimmen?
- Wie verhält sich ein RL-Glied an einer Rechteckspannung?
- Wie lässt sich mit dem Oszilloskop die Induktivität einer Spule bestimmen?
- Wie ist die Zeitkonstante  $\tau$  beim RC- / RL-Glied definiert?

# 2 Literatur

- [1] Hameg Instruments  
Handbuch, HM1500-2 150 MHz 2 Kanal Analog Oszilloskop
- [2] Erwin Böhmer  
Elemente der angewandten Elektronik, Vieweg Verlag
- [3] Tietze, Schenk  
Halbleiter Schaltungstechnik, Springer Verlag
- [4] R. Paul  
Elektrotechnik Grundlagenlehrbuch Band I und II, Springer Verlag
- [5] Hering, Martin, Stohrer  
Physik für Ingenieure, VDI Verlag

# 3 Geräte

- 2 Kanal Oszilloskop, HM1500-2, 150 MHz
- 1 Multimeter
- 1 Signalbox
- 2 Messkabel für das Oszilloskop
- Diverse Verbindungskabel

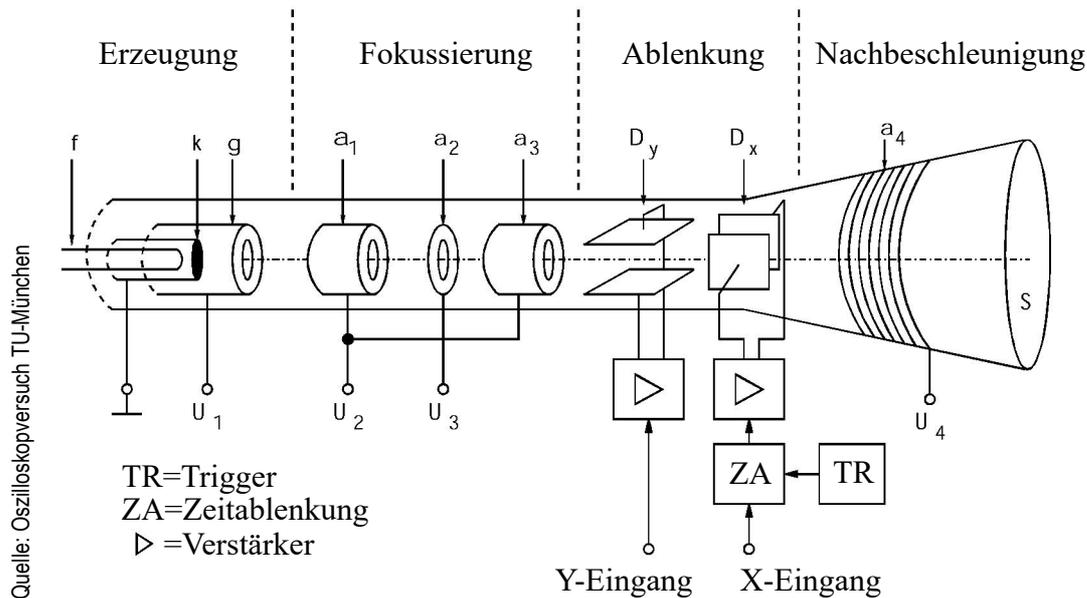
## 4 Allgemeine Grundlagen

### 4.1 Elektronenstrahloszilloskop

Das Oszilloskop ist ein Gerät zum Darstellen von elektrischen Spannungen bzw. aller Größen, die sich in Spannungen umwandeln lassen. Bei einem **analogen Oszilloskop** erfolgt die Anzeige durch einen abgelenkten, gebündelten Elektronenstrahl, und damit fast trägheitslos. Auf diese Weise können sehr schnell ablaufende Vorgänge dargestellt werden. Das heißt, Spannungen können kontinuierlich direkt mit jedem ihrer Momentanwerte dargestellt werden, soweit die nach Fourier in ihnen enthaltenen Einzelfrequenzen innerhalb der Bandbreite (des möglichen Frequenzbereichs) des Oszilloskops liegen. Ströme können nur indirekt als Spannungen an einem bekannten Messwiderstand  $R$ , gemäß  $I = \frac{U}{R}$  sichtbar gemacht werden.

Da die Leuchtschicht nur begrenzte Zeit nachleuchtet, muss das darzustellende Signal periodisch oder zumindest quasiperiodisch sein. Mit quasiperiodischen Signalen sind Pulse gemeint, die ähnlich aussehen, aber in unregelmäßigen zeitlichen Abständen auftreten.

Der prinzipielle Aufbau eines analogen Oszilloskops ist in Bild 4.1 dargestellt. Es besteht im Wesentlichen aus der Elektronenstrahlröhre, Verstärkern für die Eingangssignale, einer Zeitablenkung (auch Zeitbasis genannt) und einer Triggereinrichtung.



**Bild 4.1** Prinzipschaltbild eines Zweikanaloszilloskops

**Digitale Oszilloskope** haben direkt nach den Eingangsverstärkern Analog-Digital-Wandler (ADC)<sup>1</sup>. Die digitalisierten Werte werden gespeichert und dargestellt. Aufgrund der Speicherung können auch Einzelereignisse und unperiodische Signale dargestellt werden. Ein Ausdrucken oder Abspeichern auf einem Datenträger gehören zum Standard, je nach Ausführung des Geräts werden auch vielfälti-

<sup>1</sup>: Aus dem Englischen: Analog to Digital Converter = Analog-Digital Umsetzer

ge Funktionen wie z. B. Berechnung des Mittelwerts und der Standardabweichung oder Überlagerung mehrerer Kurvenzüge angeboten.

In diesem Versuch werden Sie jedoch ausschließlich mit einem analogen Oszilloskop arbeiten, da digitale Oszilloskope meist mit viel mehr Funktionen ausgestattet sind und daher in der Bedienung komplexer sind.

#### 4.1.1 Elektronenstrahlröhre

Die Elektronenstrahlröhre in einem (analogen) Oszilloskop und die Bildröhre eines Fernsehers oder Computerbildschirms funktionieren nach dem gleichen Prinzip:

In einem evakuierten Glaskolben befinden sich mehrere Elektroden. Die geheizte Kathode (k) emittiert Elektronen, die durch das mit einem positiven Potential versehene Anodensystem ( $a_1, a_2, a_3$ ) in Richtung zur Leuchtschicht (S) beschleunigt werden. Zuerst durchlaufen die Elektronen eine Lochblende, den sog. Wehneltzylinder (g). Sein gegenüber der Kathode negatives Potential bündelt die Elektronen zu einem Strahl. Durch Ändern des Potentials wird die Anzahl der durchgelassenen Elektronen und damit die Stärke des Elektronenstromes variiert. Bei genügend hohem negativem Potential kann dieser vollständig ausgelöscht werden, wie dies für die Strahldunkeltastung nötig ist (s. Abschnitt 4.1.4). Das Anodensystem hat die Funktion einer Elektronenlinse und fokussiert den Strahl auf der Leuchtschicht (Lumineszenzschicht, die beim Beschuss mit Elektronen aufleuchtet). Die waagrecht ( $D_y$ ) und senkrecht ( $D_x$ ) stehenden Ablenkplattenpaare verleihen dem Strahl eine senkrechte bzw. waagrechte Geschwindigkeitskomponente, deren Wert proportional zu der an den Platten angelegten Ablenkspannungen ist. Die Helligkeit eines Bildpunktes nimmt mit der Anzahl der in einer Zeiteinheit auf diesen Punkt treffenden Elektronen (Dosierung), und sehr stark mit deren Energie zu. Zur Erreichung einer hohen Ablenkempfindlichkeit (cm/V) auf dem Bildschirm muss aber die Geschwindigkeit der Elektronen beim Passieren der Ablenkplatten möglichst klein sein. Aus diesem Grund ordnet man die Hauptbeschleunigung durch Einbau einer Nachbeschleunigungsanode ( $a_4$ ) hinter den Ablenkplatten an.

Bei früher üblichen Computer- und Fernsehröhren wollte man einen großen Bildschirm bei möglichst geringer Bautiefe realisieren. Dies verlangt große Ablenkwinkel des Strahls, die sich leichter mit Magnetfeldern erreichen lassen. Bildröhren besitzen deshalb Fokussierungs- und Ablenkspulen, die außerhalb der Röhre angebracht sind. Für (analoge) Oszilloskope ist dieses Verfahren nicht geeignet, da die Spuleninduktivität die Ablenkung träger macht und Phasenverschiebungen hervorruft.

#### 4.1.2 Verstärker

Die Verstärker eines Oszilloskops sind für den kleinsten Messbereich ausgelegt. Da sowohl kleine ( $< 5$  mV) als auch große ( $> 5$  V) Eingangssignale dargestellt werden sollen, wird das Signal mittels unterschiedlicher Abschwächer (Spannungsteiler) entsprechend dem jeweiligen Messbereich heruntergeteilt und dem Verstärker zugeführt. Am Oszilloskop ist der Ablenkoeffizient (**VOLTS/DIV**) angegeben. Mit  $DIV^2$  wird der Abstand zwischen zwei durchgezogenen Linien auf dem Oszilloskopschirm bezeichnet. Die vertikale Ablenkung ( $D_y$ ) des Elektronenstrahls erfolgt proportional zur Spannung, die am Y-Eingang anliegt. Die horizontale Ablenkung ( $D_x$ ) kann entweder proportional zur Spannung am X-Eingang sein, oder durch eine interne Zeitablenkung gesteuert werden.

---

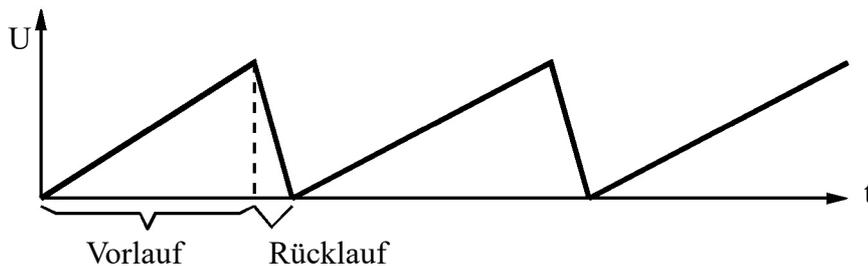
<sup>2</sup>. Aus dem Englischen: **DIV**ision = Teilung

### 4.1.3 AC-/ DC-Betrieb

Will man ein sehr kleines Wechselspannungssignal oszillografieren, das einer Gleichspannung überlagert ist, so hat man das Problem, dass die Eingangsverstärker in **DC**-Betrieb bereits übersteuert werden, noch bevor das Wechselspannungssignal sichtbar wird. Aus diesem Grund besitzt das Oszilloskop die Möglichkeit das Messsignal über eine Koppelkapazität dem Verstärker zuzuführen (**AC**). Hierbei wird der Gleichspannungsanteil abgetrennt.

### 4.1.4 Zeitablenkung

Häufig will man die Zeitabhängigkeit einer Größe am Oszilloskop darstellen. Zu diesem Zweck erfolgt die X-Ablenkung nicht durch ein externes Signal (wie es im xy-Betrieb der Fall ist), sondern durch eine intern erzeugte Sägezahnspannung. Der eingebaute Sägezahngenerator kann in seiner Periodendauer (**TIME/DIV**) variiert werden. Durch die Ablenkung mit der Sägezahnspannung wird der Bildpunkt des Elektronenstrahls periodisch mit konstanter Geschwindigkeit von links nach rechts über den Bildschirm bewegt. Damit der Strahlrücklauf vom rechten Bildrand zum linken hin nicht sichtbar ist, muss das Oszilloskop während der negativen Sägezahnflanke dunkelgetastet werden. Das heißt, der Elektronenstrahl wird gesperrt. Um dies zu erreichen, wird am Wehneltzylinder während des Strahlrücklaufs eine gegenüber der Kathode ausreichend negative Spannung angelegt. Dadurch wird der Elektronenstrahl völlig gesperrt bis der Sägezahn wieder mit positiver Flanke ansteigt.



**Bild 4.2** Verlauf der Sägezahnspannung.

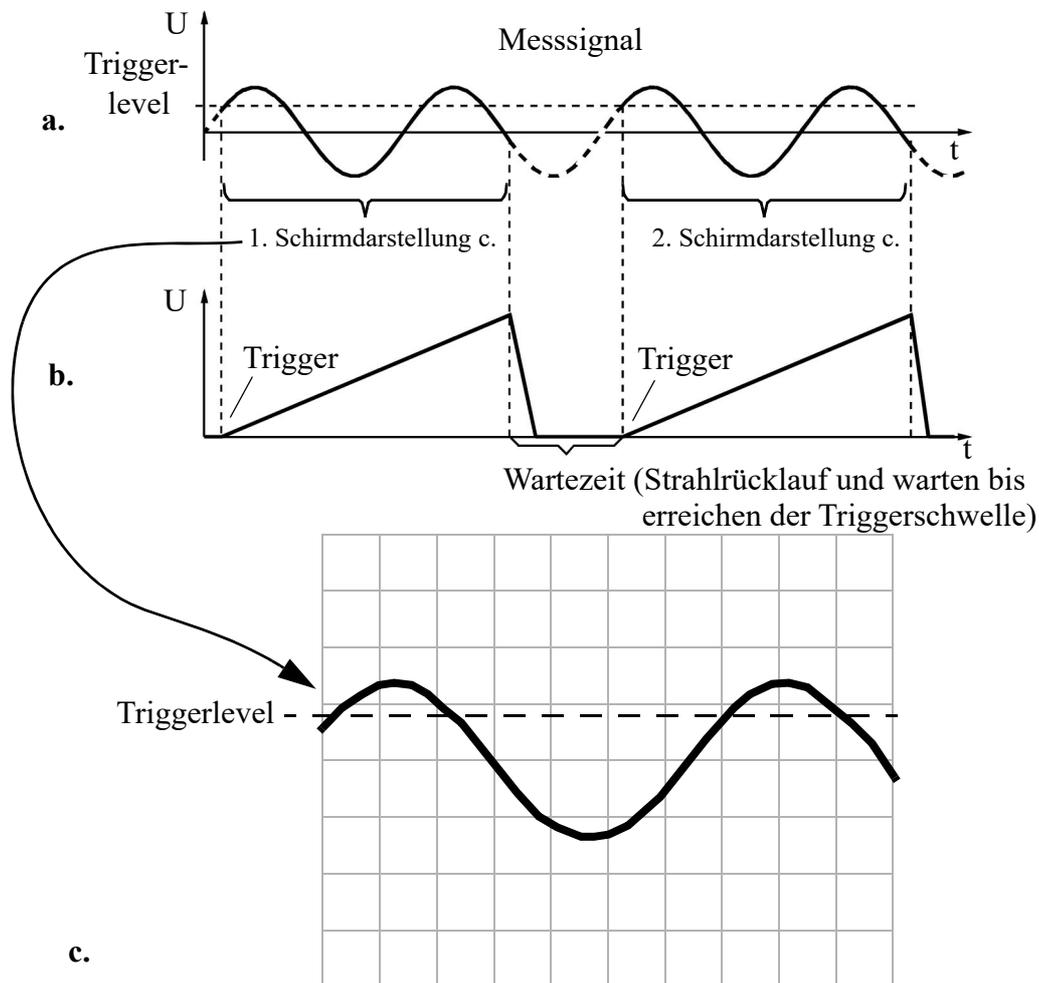
### 4.1.5 Triggereinrichtung

Zur Erzeugung eines **stehenden Bildes** muss immer derselbe Teilbereich des Messsignals auf dem Schirm dargestellt werden. Dies ist mit einer periodischen Zeitablenkung nicht zu erreichen, da sowohl periodische Messsignale (Messsignal und Sägezahnspannung sind in der Praxis nicht synchron, was zu einem "Wandern" des Oszillogramms führen würde) als auch quasiperiodische dargestellt werden sollen. Man benötigt also einen Mechanismus, der die Sägezahnspannung immer an der gleichen Stelle eines Messsignals startet: Die Triggereinrichtung (engl.: to trigger = auslösen). Im Triggermodus **NORM(a1)** wird die Sägezahnspannung jeweils für eine Ablenkung beim Überschreiten (**Slope: Rising**) oder beim Unterschreiten (**Slope: Falling**) eines definierten Triggerpegels (**LEVEL**) des Messsignals aktiv gestartet (s. Bild 4.3 auf Seite 7). Dieser Triggerpegel ist stufenlos einstellbar. Das Auslösen der Sägezahnspannung kann auf mehrere Arten (**TRIGGER SOURCE**) erfolgen. Die wichtigsten sind:

- interne Triggierung: Das Messsignal selbst (**CH1** oder **CH2**) löst die Sägezahnspannung durch Über- oder Unterschreiten des Triggerpegels aus.
- externe Triggierung: Ein externes Signal (angelegt an den Eingang **AUXILIARY INPUT**)

löst die Sägezahnspannung durch Über- oder Unterschreiten des Triggerpegels aus.

- Triggerung auf die Netzwechselspannung (**AC LINE**): Hiermit kann synchron zur Netzwechselspannung mit 50Hz getriggert werden.



**Bild 4.3** a. Zeitlicher Verlauf des periodischen Messsignals. b. Verlauf der Sägezahnspannung. c. Darstellung auf dem Oszilloskopschirm.

#### 4.1.6 Mehrkanalbetrieb

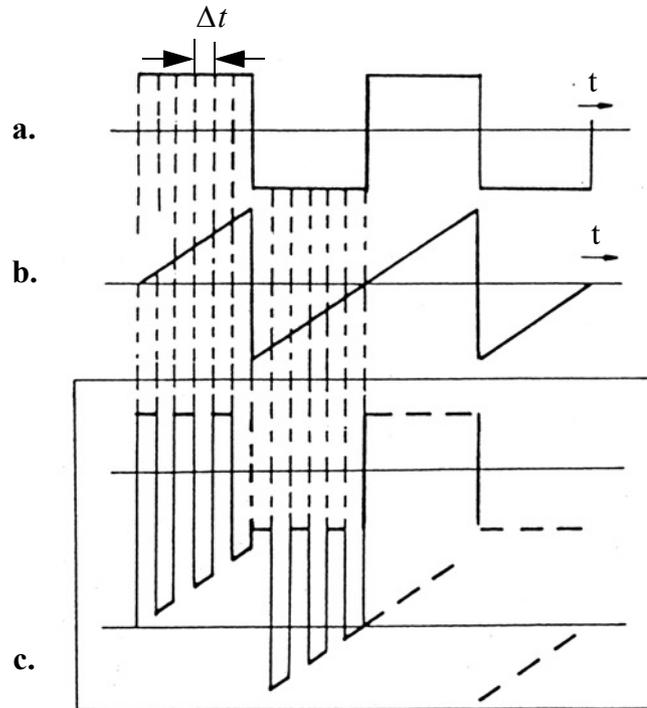
Oft will man gleichzeitig wenigstens zwei Spannungen oszillografieren. Man könnte dafür zu einem Oszilloskop mit zwei kompletten Elektronenstrahlssystemen greifen. Solche gibt es unter der Bezeichnung **Zweistrahloszilloskop**. Allerdings sind diese Geräte sehr teuer, so dass meistens ein anderer Weg beschritten wird. Aus Einstrahloszilloskopen macht man mittels elektronischer Umschalter **Zweikanaloszilloskope**. Die vertikalen Signal- oder Messspannungen von Kanal 1 und Kanal 2 werden dabei abwechselnd an das Vertikalplattenpaar angelegt. Dazu gibt es zwei unterschiedliche Betriebsarten:

- **DUAL alt** = alternierender Betrieb. D. h. über den Bildschirm hinweg liegt einen Durchlauf lang die Messspannung 1 an den Ablenkplatten, dann einen Durchlauf lang die Messspannung 2, danach wieder Spannung 1, usw. Diese Betriebsart ist besonders bei höheren Frequenzen sinnvoll, da dann ein stehendes Bild entsteht.
- **DUAL chop**<sup>3</sup> = Zerhackerbetrieb. Hierbei werden die darzustellenden zwei Spannungen

## 4. Kapitel: Allgemeine Grundlagen

jeweils nach der Zeit  $\Delta t$  wechselweise an die Vertikalplatten angeschlossen (s. Bild 4.4).

Auch einfache Analogoszilloskope bieten heute die Möglichkeit, zwei Spannungen zu **addieren** oder die eine von der anderen zu **subtrahieren** und das Ergebnis darzustellen. Die Addition erfolgt über die Funktion **ADD**. Für die Subtraktion muss zusätzlich noch der zweite Kanal invertiert werden. Dies geschieht über die Funktion **CH2 Invert**.



**Bild 4.4** Chopper Betrieb. **a.** Kanal 1, **b.** Kanal 2, **c.** Bildschirmdarstellung

### 4.1.7 xy-Betrieb

Eine weitere Anwendungsmöglichkeit ist der **xy-Betrieb**, wobei an die Horizontalplatten nicht die Sägezahnspannung, sondern eine zweite Messspannung angeschlossen wird. Dazu müssen die für x- und y-Verstärkung im Oszilloskop eingebauten Messverstärker gleiche Eigenschaften, d. h. kalibrierte Verstärkungen und vor allem gleichen Phasengang aufweisen. Der xy-Betrieb ermöglicht die Darstellung von Lissajous-Figuren oder der Kennlinien von Halbleiterbauelementen.

### 4.1.8 Die wichtigsten Bedienelemente des Hameg HM1500-2

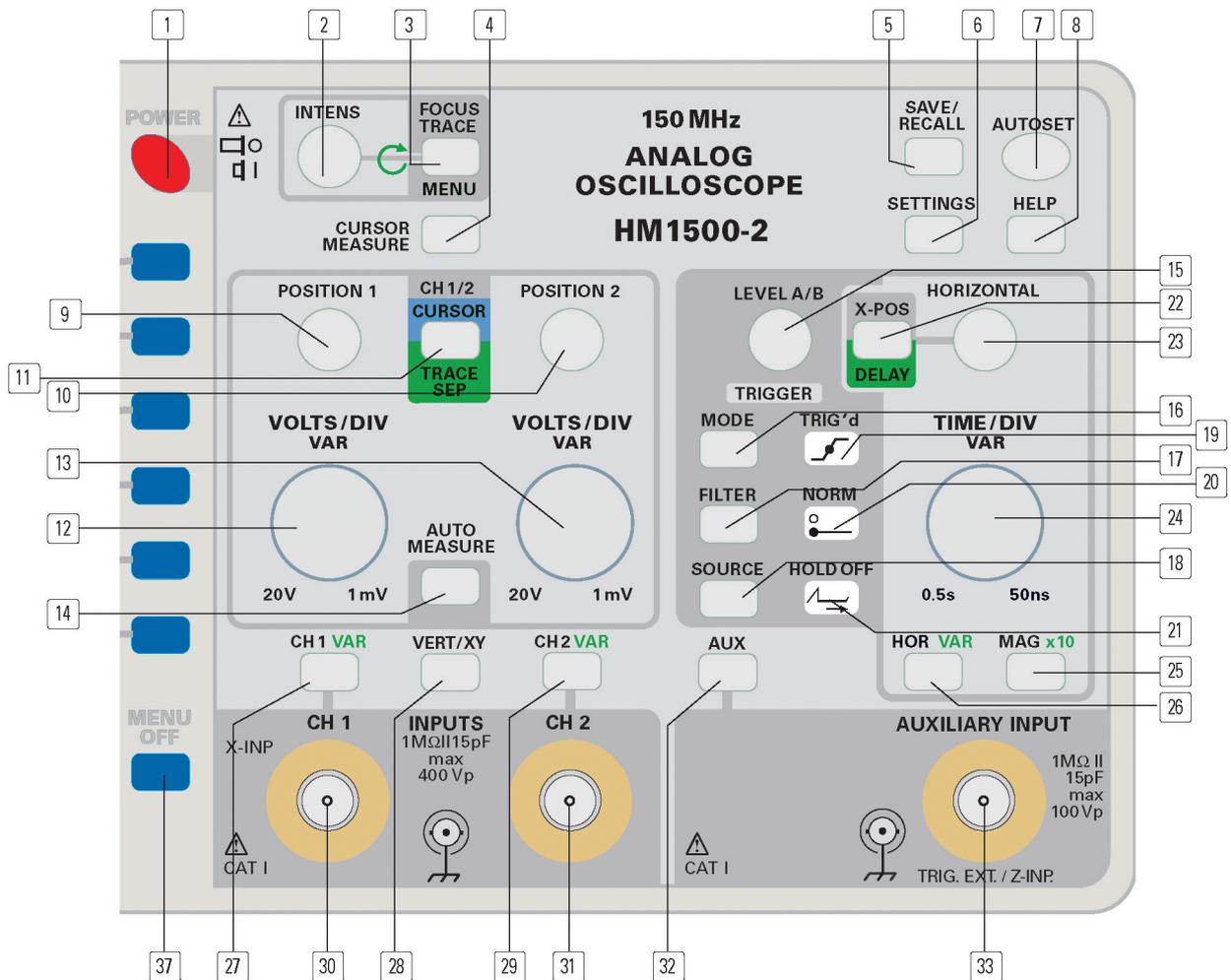
Das Hameg HM1500-2 Oszilloskop, welches Sie im Praktikum verwenden werden, ist ein **Zweikanaloszilloskop** mit einer Bandbreite<sup>4</sup> von 150MHz. D. h. es stellt Messsignale, die nach Fourier Frequenzanteile bis zu 150MHz haben, unverfälscht dar. Nachfolgend werden die wichtigsten Bedienelemente des HM1500-2 Oszilloskopes erläutert. In Bild 4.5 auf Seite 9 sind die Bedienelemente dargestellt. Sie sind in Funktionsblöcke gegliedert und entsprechend umrahmt. Die Bedieneinheit besteht aus Drehreglern, Funktionstasten und "Softkeys". Die fünf Tasten unterhalb des Power-Schalters sind sog. "Softkeys", deren Funktion sich kontextabhängig ändert und auf dem Display

<sup>3</sup>. Aus dem Englischen: to chop = zerhacken

<sup>4</sup>. Die Bandbreite definiert die Frequenz, bei der die Eingangsverstärker das Eingangssignal um -3dB (Faktor:  $\sim 0.7$ ) abschwächen (Tiefpassverhalten)

dargestellt wird. Die meisten Funktionstasten führen zur Darstellung eines erweiterten Funktionsmenüs, das mit den Softkeys bedient wird. Die Elemente im Einzelnen:

1. **POWER**: Netzhauptschalter
2. **INTENS**: Regler für Strahlhelligkeit. Bitte lassen Sie nie einen sehr hellen, punktförmigen Strahl auf den Schirm brennen, da dies in der Leuchtschicht einen bleibenden Einbrennfleck hinterlassen kann.
3. **FOCUS**, **TRACE**, **MENU**: Menüaufruf mit Readoutanzeige, ermöglicht die Änderung diverser Einstellungen (z. B. Fokus, Strahldrehung etc.) mit **INTENS**.



**Bild 4.5** Bedienelemente des Hameg HM 1500-2

4. **CURSOR MEASURE**: Menüaufruf mit Auswahl von Cursor-Messungen und deren Aktivierung.
5. **SAVE RECALL**: Menü bietet Zugriff auf den Geräteeinstellungs-Speicher.
6. **SETTINGS**: Menü mit Allgemein- und Spracheinstellungen.
7. **AUTOSET**: Ermöglicht eine sinnvolle, signalbezogene, automatische Geräteeinstellung. Hilfreich, wenn kein Signal dargestellt wird.
8. **HELP**: Schaltet Hilfetexte zu Bedienelementen und Menüs ein/aus.

Die Bedienelemente 9-14 und 27-29 sind für die Signaleinkopplung und die Empfindlichkeit der Eingangsverstärker zuständig.

#### 4. Kapitel: Allgemeine Grundlagen

9. **POSITION 1**: Bewegt den Strahl von Kanal 1 auf und ab oder bewegt den Cursor 1 wenn **CURSOR MEASURE** aktiviert ist.
10. **POSITION 2**: Bewegt den Strahl von Kanal 2 auf und ab oder bewegt den Cursor 2 wenn **CURSOR MEASURE** aktiviert ist.
11. **CH 1/2-CURSOR**: Auswahlmenü für die aktiven Cursor.
12. **VOLTS/DIV**: Messbereich **CH1**. Bestimmt die Größe der Eingangsverstärkung und damit den Y-Ablenkkoeffizient für Kanal 1.
13. **VOLTS/DIV**: Messbereich **CH2**. Bestimmt die Größe der Eingangsverstärkung und damit den Y-Ablenkkoeffizient für Kanal 2.
14. **AUTO MEASURE**: Ermöglicht automatische Messungen bzgl. des Triggersignales.
27. **CH1 VAR (LED)**: Eingangskopplung für Kanal 1 (**AC, DC, GND**), Invertierung, Tasteteiler und Y-Feinsteller. **Leuchtet die Taste grün, so ist die Y-Skalierung von Kanal 1 auf variabel gestellt - die VOLTS/DIV Skalierung ist unbekannt.**
28. **VERT/XY**: Wahlschalter für Ein- oder Mehrkanalbetrieb (**ALT**ernierend oder **CHOP**per) und xy-Betrieb.
29. **CH2 VAR (LED)**: Eingangskopplung für Kanal 2 (**AC, DC, GND**), Invertierung, Tasteteiler und Y-Feinsteller. **Leuchtet die Taste grün, so ist die Y-Skalierung von Kanal 2 auf variabel gestellt - die VOLTS/DIV Skalierung ist daher unbekannt.**
30. **Input CH1**: Signaleingang Kanal 1 und Eingang für Horizontalablenkung im XY-Betrieb.
31. **Input CH2**: Signaleingang Kanal 2 und Eingang für Vertikalablenkung im XY-Betrieb.

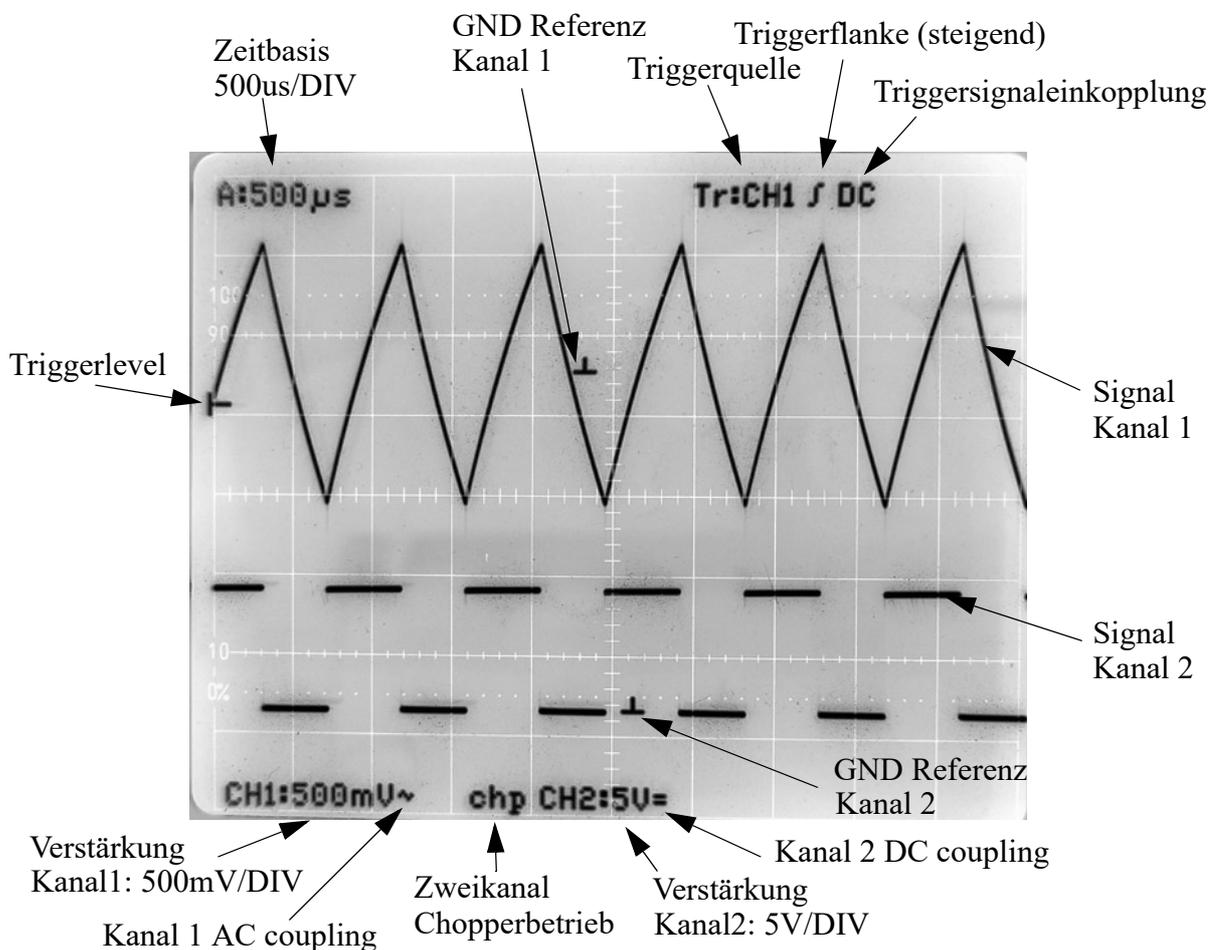
Die Zeitablenkung (Horizontalablenkung) und die Triggerung wird über die Bedienungselemente 15-26 gesteuert:

15. Das Triggerniveau, also die Triggerauslösespannung, wird mit **LEVEL** eingestellt.
16. **MODE**: Menüaufruf der wählbaren Triggerarten. Für die meisten Messungen wird der Mode **Auto** gewählt. Erst wenn die automatische Triggerung kein zufriedenstellendes Bild liefert kann man in der Einstellung **Normal** manuell triggern. Hierzu muss man mittels **LEVEL** den Triggereinsatz finden.
17. **FILTER**: Menüaufruf der wählbaren Triggerfilter (Kopplung), Rauschunterdrückung und Triggerflankenrichtungen (**SLOPE**).
18. **SOURCE**: Menüaufruf der wählbaren Triggerquellen (z. B. **CH1, CH2**).
19. **TRIG'd (LED)**: Anzeige leuchtet, wenn das Triggersignal die Triggerbedingungen erfüllt.
20. **NORM (LED)**: Anzeige leuchtet, wenn **Normal**-Triggerung vorliegt.
21. **HOLD OFF (LED)**: Anzeige leuchtet, wenn im HOR-Menü 26 eine von 0% abweichende Holdoff-Zeit eingestellt ist.
22. **X-POS/DELAY**: Menüaufruf und farbig leuchtende Anzeige der hier bestimmten aktuellen Funktion des HORIZONTAL-Drehknopfs (bei X-POS dunkel).
23. **HORIZONTAL**: Ändert die X-Position bzw. die Verzögerungszeit der B-Zeitbasis.
24. **TIME/DIV**: Einsteller für Ablenkkoeffizient Zeitbasis A und B sowie Zeit-Feinsteller (**VAR**).
25. **MAG x10**: Im Yt-Betrieb (Zeitbasis) erfolgt die Dehnung der X-Achse um den Faktor 10.

26. **HOR VAR (LED)**: Menüaufruf: Zeitbasen A und B, B-Triggenung, Zeit-Feinsteller und Holdoff-Zeit. **Leuchtet die Taste grün, so ist die Zeit-Skalierung der Zeitbasis auf variabel gestellt - die TIME/DIV Skalierung ist daher unbekannt.**
32. **AUX**: Menüaufruf des Eingangs AUXILIARY INPUT für die externe Triggenung, Aktivieren des Eingangs für Helligkeitsmodulation (Z), wenn die externe Triggenung abgeschaltet ist.
33. **AUXILIARY INPUT**: Eingang für externe Triggenersignale oder Helligkeitsmodulation (Z).
37. **MENU OFF**: Schaltet die Menüanzeige ab oder schaltet eine Menüebene zurück.



Bild 4.6 zeigt ein Bildschirmfoto. Da an den Einstellreglern keinerlei Skalierung mehr angebracht ist werden die aktuellen Einstellungen auf dem Schirm mit angezeigt:



**Bild 4.6** Displaydarstellung des HM1500-2

Weitere Einzelheiten können Sie der Betriebsanleitung [1] des Oszilloskops entnehmen.

#### 4.1.9 Allgemeine Hinweise zur Benutzung des Oszilloskops

- Zum Einstellen der GND-Referenzlinie legen Sie im Kanalmenü (**CH1 VAR**, **CH2 VAR**) den entsprechenden Kanal auf GND (**GND on**). Anschließend mit dem Regler **POSITION** die y-Position einstellen. Danach den Kanal wieder im Kanalmenü freischalten (**GND off**). **CURSOR MEASURE** muss auf **off** sein, sonst bewegen die **POSITION**

## 4. Kapitel: Allgemeine Grundlagen

Regler nicht den Strahl sondern die Cursor. Die GND-Referenzlinie stellt die 0 Volt Linie für den jeweiligen Messkanal dar. Liegt das Messsignal oberhalb ist seine Spannung positiv, liegt es unterhalb der GND-Referenzlinie ist seine Spannung negativ.

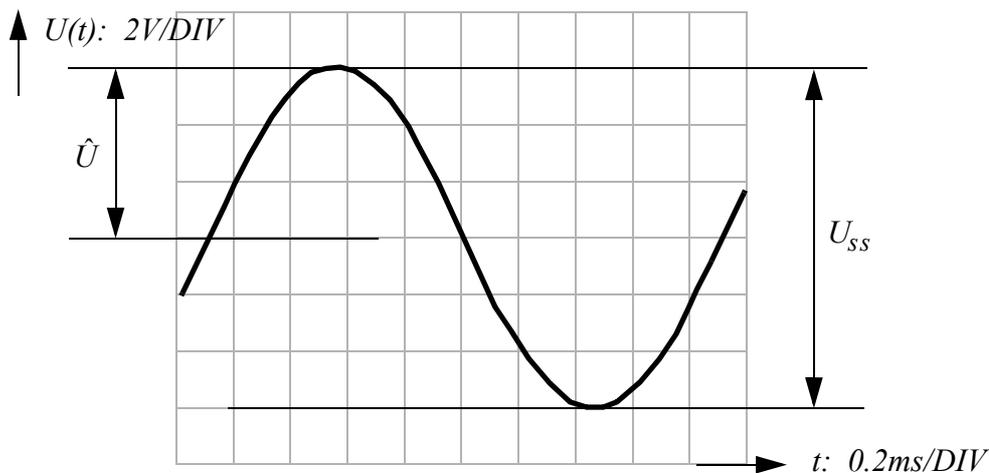
- Möglichst im automatischen Triggermodus messen (**MODE AUTO**), als Quelle den richtigen Messkanal angeben! Den Trigger Level passend wählen.
- Bitte beachten Sie, dass das Gehäuse des Oszilloskopes sowie die Aussenleiter der Koaxialanschlüsse der Oszilloskop-Messkanäle (**CH1** , **CH2**) mit dem Schutzleiter PE verbunden sind!

### 4.1.10 Messwerte und Messunsicherheiten

Auch ein Oszilloskop ist ein mit Messunsicherheiten behaftetes Messgerät, d. h. die relative Messunsicherheit ist um so **kleiner, je größer** die auf dem Bildschirm dargestellte Kurve ist. **Versuchen Sie daher das Signal zum Ablesen immer möglichst bildschirmfüllend darzustellen.**

#### 4.1.10.1 Spannungsmessung

Sie können mit dem Oszilloskop bei Wechselspannungen den Spitzenwert  $\hat{U}$  oder den Spitzen-Spitzenwert  $U_{SS}$  ablesen:



**Bild 4.7** Spitzenwert  $\hat{U}$  und Spitzen-Spitzenwert  $U_{SS}$

Der Oszilloskopschirm ist durch ein Gitternetz aufgeteilt, das die y-Achse in 8 Bereiche (engl. **DIV**-isions) einteilt. Der Spitzenwert  $\hat{U}$  in Bild 4.7 erstreckt sich über 3 Einheiten. Die Skalierung in y-Richtung ist 2V/DIV. Somit ergibt sich der Spitzenwert zu  $\hat{U} = 6V$ .

In der Praxis wird häufiger der Effektivwert einer Spannung verwendet. Er lässt sich wie folgt berechnen:

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad \text{Gl. (4.1)}$$

Der Effektivwert lässt sich nicht direkt mit dem Oszilloskop messen. Für sinusförmige Wechselgrößen kann man ihn aber einfach über den **Scheitelfaktor**  $s$  und den messbaren Spitzenwert berechnen.

Das Verhältnis aus Spitzenwert zu Effektivwert einer Wechselgröße wird als Scheitelfaktor bezeichnet. Für eine **sinusförmige** Wechselgröße lautet er:

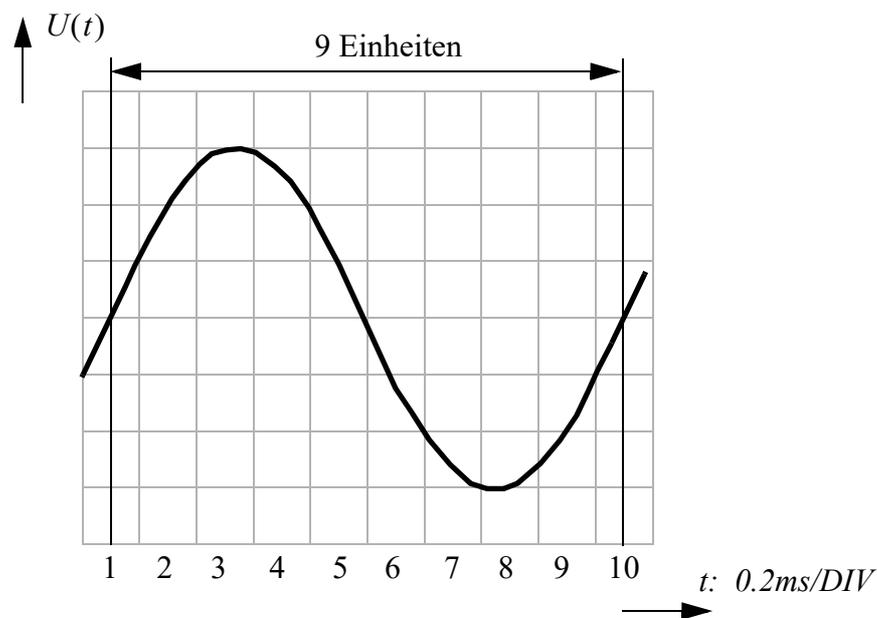
$$\frac{\hat{U}}{U_{eff}} = \sqrt{2} = s \quad \text{Gl. (4.2)}$$

**Beispiel:** Netzwechselspannung

$$\hat{U} = 325 V \quad U_{ss} = 650 V \quad U_{eff} = 230 V$$

#### 4.1.10.2 Messung der Frequenz und Periodendauer

Für die Messung der Frequenz  $f$  oder der Periodendauer  $T = \frac{1}{f}$  ist es ebenfalls wichtig, dass die Periode möglichst den gesamten Bildschirm ausfüllt.



**Bild 4.8** Messung der Periodendauer  $T$

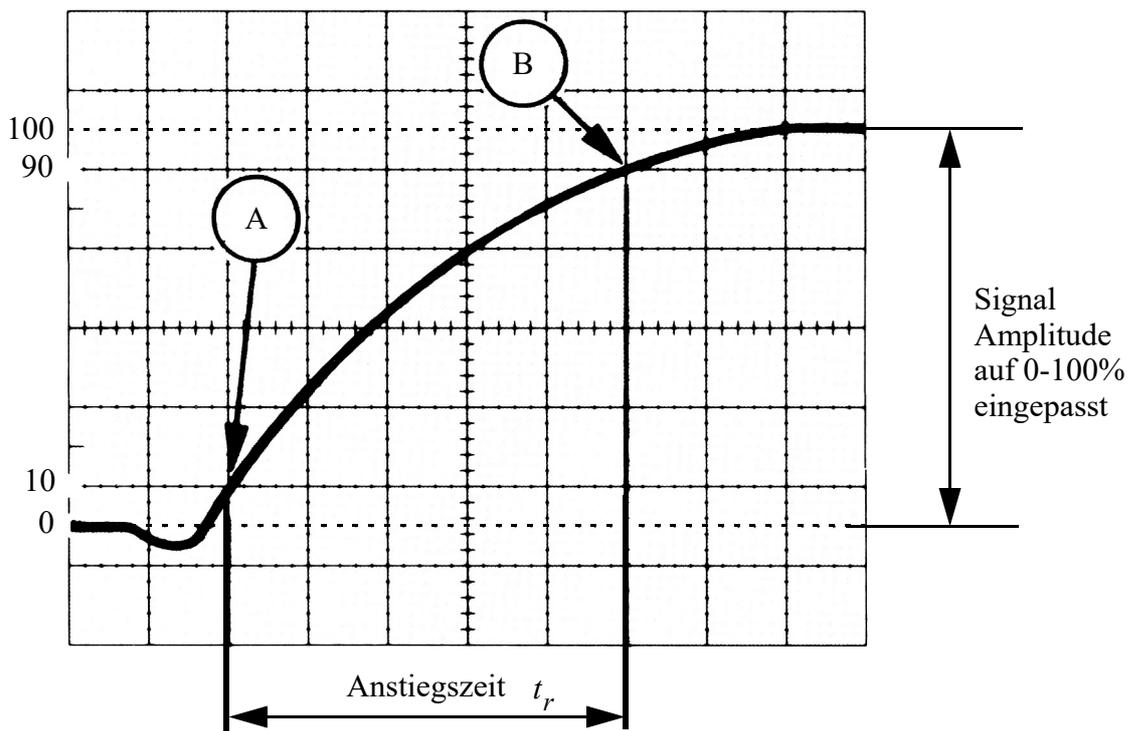
In x-Richtung ist der Oszilloskopschirm durch das Gitternetz in 10 Bereiche eingeteilt. Die Periode der Sinuskurve in Bild 4.8 erstreckt sich über 9 Einheiten. Die Zeitskalierung ist mit 0.2ms/DIV angegeben.

Es ergibt sich somit eine Periodendauer von  $T = 9 \text{ DIV} \cdot 0.2 \frac{\text{ms}}{\text{DIV}} = 1.8 \text{ ms}$ , und daraus eine

Frequenz von  $f = \frac{1}{T} = 555 \text{ Hz}$ .

4.1.10.3 Messung der Anstiegs- / Abfallzeit

Die **Anstiegszeit**  $t_r$  (engl. **rise time**) eines Signalsprungs ist definiert als die Zeit, die das Signal benötigt, um von 10% auf 90% der Signalamplitude zu gelangen. Zur Messung der Anstiegszeit besitzt der Oszilloskopschirm eine spezielle Skalierung (s. Bild 4.9). Das zu untersuchende Signal wird manuell so skaliert, dass es genau den Raum zwischen der 0% und der 100% Linie einnimmt. Hierzu muss über das **CH1 VAR** Menü **Variable** auf **on** gestellt werden. Die **CH1 VAR**-Taste leuchtet dann grün und über den **VOLTS/DIV**-Drehregler kann das Signal einjustiert werden. Die Positionen A und B in Bild 4.9 bezeichnen die Stellen, an denen das Signal die 10% bzw. 90% Linie kreuzt und definieren so die Anstiegszeit.

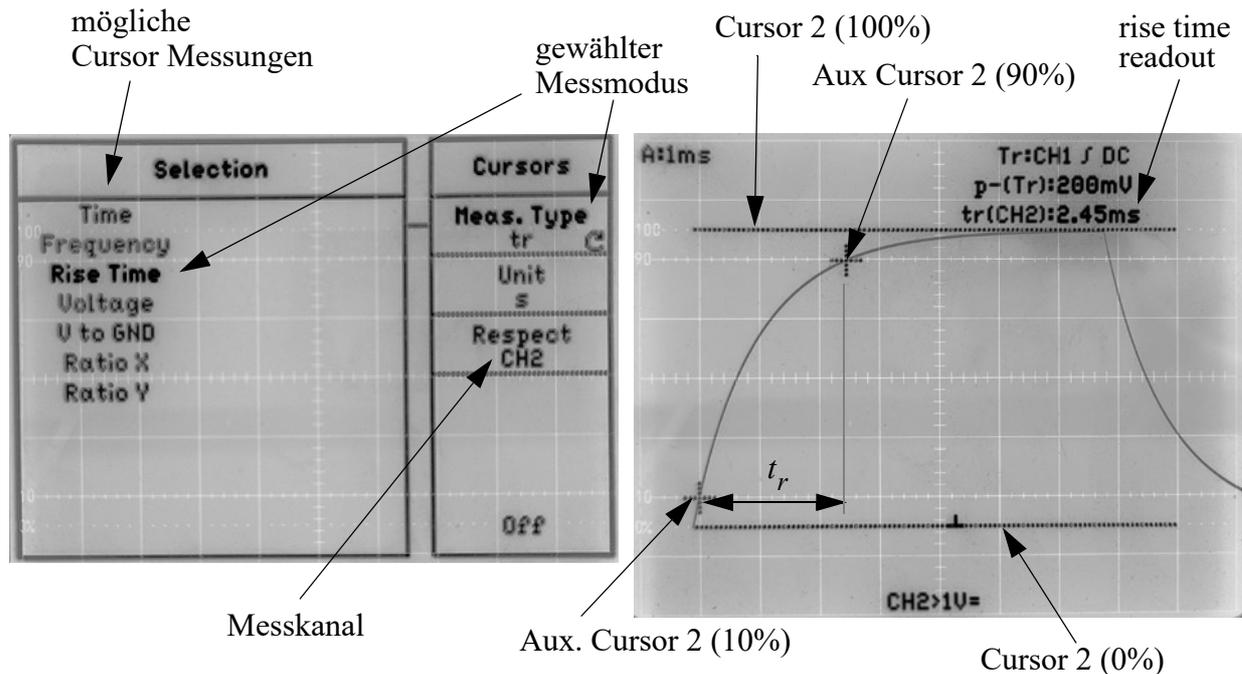


**Bild 4.9** Messung der Anstiegszeit eines Signalsprungs

Die **Abfallzeit**  $t_f$  (engl. **fall time**) eines Signalsprungs ist definiert als die Zeit, die das Signal benötigt um von 90% auf 10% der Signalamplitude zu gelangen und wird analog zur Anstiegszeit gemessen. Bei symmetrische Signalen wird in der Regel die fall time aus dem positiven Signalbereich gemessen.

Neuere Oszilloskope wie auch das HM1500-2 bietet die Möglichkeit des digitalen “readouts” des Displays. Sie müssen die Spannungswerte oder Zeiten nicht mehr an den “Kästchen” abzählen, sondern haben die Möglichkeit Punkte auf dem Display mit einem oder zwei Cursors anzufahren (s. Bild 4.10 auf Seite 15).

**Rise- und Falltime werden aus dem AC-Anteil eines Signales bestimmt. Besitzt ein Signal einen Gleichspannungsoffset, so geht dieser nicht in die 10% bzw 90% Signalaplitude ein.**



**Bild 4.10 CURSOR MEASURE.** Auswahlmenü (links), Anstiegszeitmessung (recht)

Ist das Auswahlmenü **CURSOR MEASURE** aktiviert, können Sie über den **INTENS** Drehregler die Messart auswählen (Time, Frequency, ...).

Die Cursor lassen sich mit den Drehreglern **POSITION 1** und **POSITION 2** bewegen.

Speziell für die rise time Messung stehen Ihnen insgesamt 2 Cursorpaare zu Verfügung (**CURSORS**, und **AUX CURSORS**). Die **CURSORS** werden als Linien dargestellt, die **AUX CURSORS** als Kreuze. Mit dem **CURSORS** Paar markieren sie das Minimum (0%) und das Maximum (100%) des Messsignales. Das **AUX CURSORS** Paar wird automatisch auf 10% und 90% positioniert und kann mit den Drehreglern **POSITION 1** und **POSITION 2** entlang der Zeitachse (x) auf das Messsignal bewegt werden. Die Umschaltung zwischen beiden Cursorpaaren erfolgt über die Menütaste 11 **CH 1/2-CURSOR**.

## 4.2 Das RC-Glied

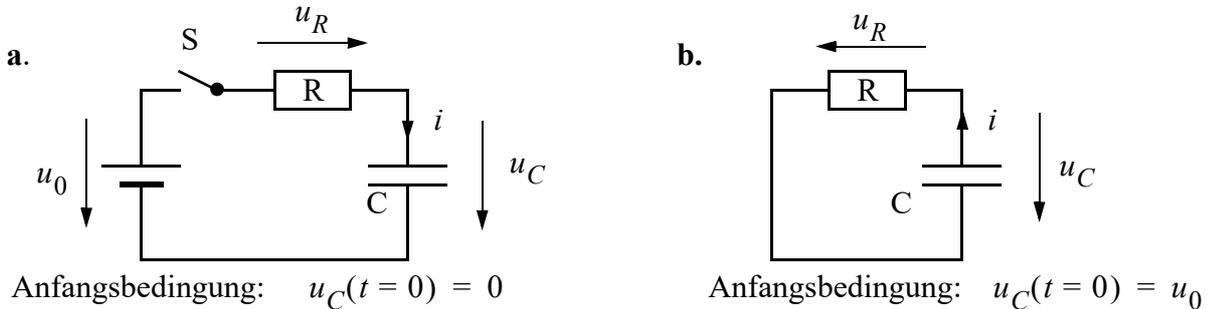
In elektronischen Schaltungen kommen RC-Glieder zur Lösung der unterschiedlichsten Aufgaben zum Einsatz. Die wichtigsten RC-Glieder sind:

- Das Verzögerungsglied z. B. für Reset eines Microcontrollers
- Der Mittelwertbildner / Integrator
- Das Tiefpass-Filter

Die Eigenschaften des RC-Gliedes als Verzögerungsglied und als Mittelwertbildner oder Integrator lassen sich am günstigsten im Zeitbereich beschreiben, während man das Tiefpassfilter am besten im Frequenzbereich beschreibt.

### 4.2.1 Zeitbereichsanalyse von Ein-/Ausschaltvorgängen des RC-Gliedes

In Bild 4.11 ist die Schaltung für die Auf- und Entladung eines Kondensators C dargestellt. Zum Zeitpunkt  $t=0$  wird der Schalter S geschlossen. Der Kondensator C sei zu diesem Zeitpunkt vollständig entladen.



**Bild 4.11** a. Aufladung (Einschaltvorgang) b. Entladung (Ausschaltvorgang)

Aus der Maschenregel ergibt sich, dass zu jedem Zeitpunkt die Summe aller Spannungen im geschlossenen Stromkreis null ist:

$$u_0 - u_R - u_C = 0 \quad \text{Gl. (4.3)}$$

Mit der Beziehung  $u_R = R \cdot i$  und der Verknüpfung von Kondensator Spannung  $u_C$  und Ladung  $q$ :

$$q = C \cdot u_C \quad \text{Gl. (4.4)}$$

erhält man:

$$u_0 - R \cdot i - \frac{q}{C} = 0. \quad \text{Gl. (4.5)}$$

Für den Momentanwert des Stromes  $i(t)$  gilt weiterhin  $i(t) = \frac{dq}{dt}$ . Eingesetzt in Gl. (4.5) erhält man die folgende Differentialgleichung für die Ladung  $q(t)$ :

$$\boxed{\frac{dq(t)}{dt} + \frac{1}{RC} \cdot q(t) - \frac{u_0}{R} = 0} \quad \text{Gl. (4.6)}$$

Die zugehörige Lösung für die Anfangsbedingung  $u_C(t=0) = 0$  lautet:

$$q(t) = C \cdot u_0 \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad \text{Gl. (4.7)}$$

Mit Gl. (4.4) erhält man die Kondensatorspannung  $u_C(t)$  zu:

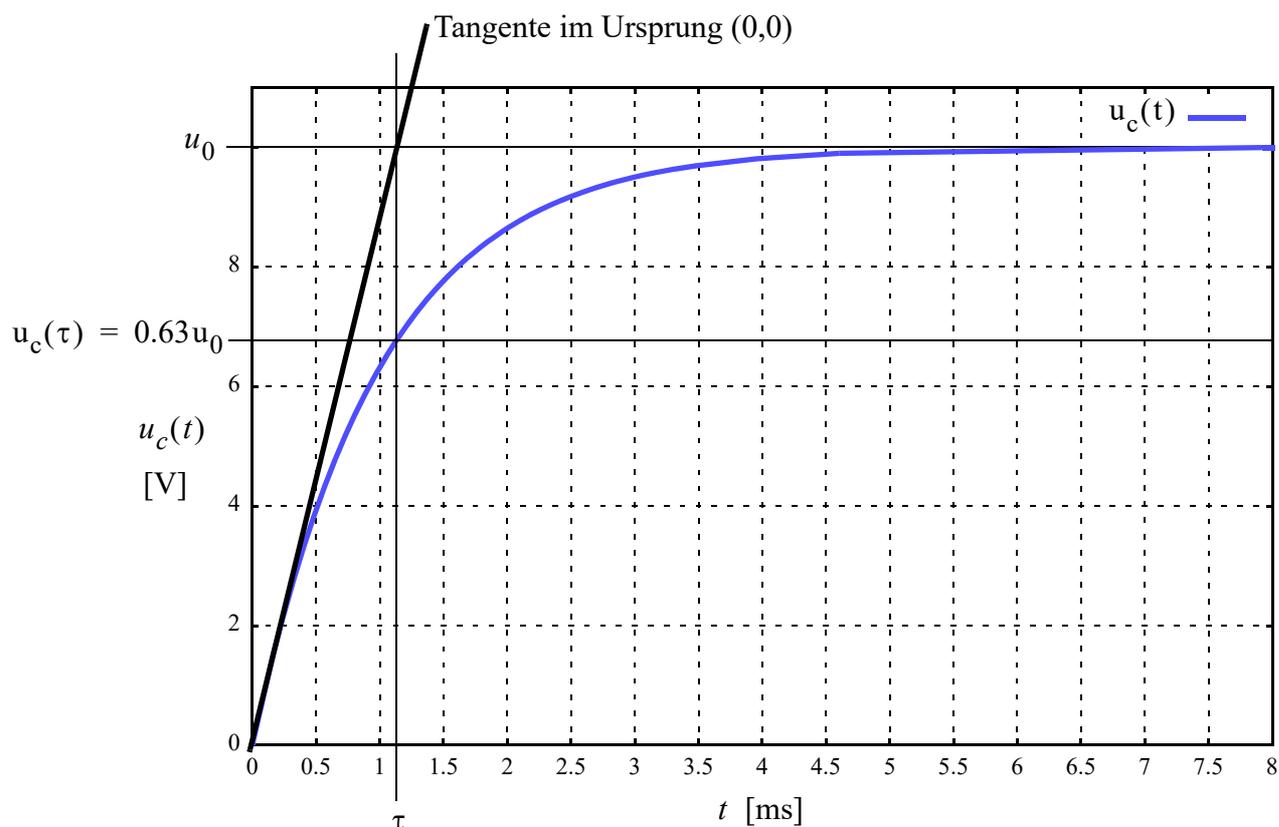
$$\boxed{u_C(t) = u_0 \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)} \quad \text{Gl. (4.8)}$$

Analog verläuft die Herleitung des Entladevorganges. Zu berücksichtigen ist hierbei die Anfangsbedingung  $u_C(t=0) = u_0$ . Für die Kondensatorspannung während des Entladevorganges gilt dann:

$$u_C(t) = u_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad \text{Gl. (4.9)}$$

Die charakteristische Größe eines RC-Gliedes ist die sog. Zeitkonstante  $\tau$ . Sie ist definiert zu:

$$\tau = R \cdot C \quad \text{Gl. (4.10)}$$



**Bild 4.12** Verlauf der Kondensatorspannung während des Aufladens.

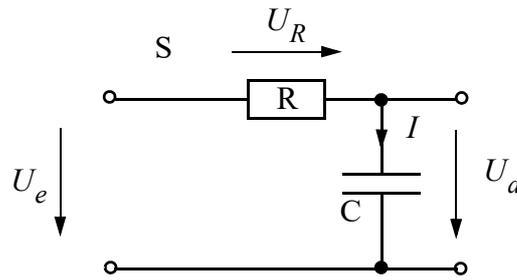
Zur Zeit  $t = \tau$  ist der Kondensator zu ca. 63% aufgeladen. Der genaue Faktor ist  $1 - \frac{1}{e}$ . Grafisch lässt sich die Zeitkonstante ermitteln, indem man die Tangente der Ladekurve zum Zeitpunkt  $t = 0$  mit der Geraden der Ladeendspannung  $u_0$  schneidet (s. Bild 4.12). Vom Schnittpunkt fällt man das Lot auf die Zeitachse und erhält  $\tau$ .

#### 4.2.2 Frequenz- und Phasengang des RC-Gliedes

Abschnitt 4.2.2 benötigen Sie nicht für die Versuchsdurchführung. Die Analyse im Frequenzbereich soll ihnen jedoch neben der Zeitbereichsanalyse kurz dargestellt werden.

#### 4. Kapitel: Allgemeine Grundlagen

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.



**Bild 4.13** Einfacher RC-Tiefpass

Der Frequenzgang der Verstärkung und der Phasenverschiebung lässt sich über die komplexe Spannungsteilerformel<sup>5</sup> berechnen:

$$v = \frac{U_a}{U_e} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad \text{Gl. (4.11)}$$

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

$$v(\omega) = \left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \sqrt{\text{Re}^2(v) + \text{Im}^2(v)} = \sqrt{\frac{1}{1 + (\omega RC)^2}} \quad \text{Gl. (4.12)}$$

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{\text{Im}(v)}{\text{Re}(v)} = -\arctan(\omega RC) \quad \text{Gl. (4.13)}$$

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  $f_g$ :

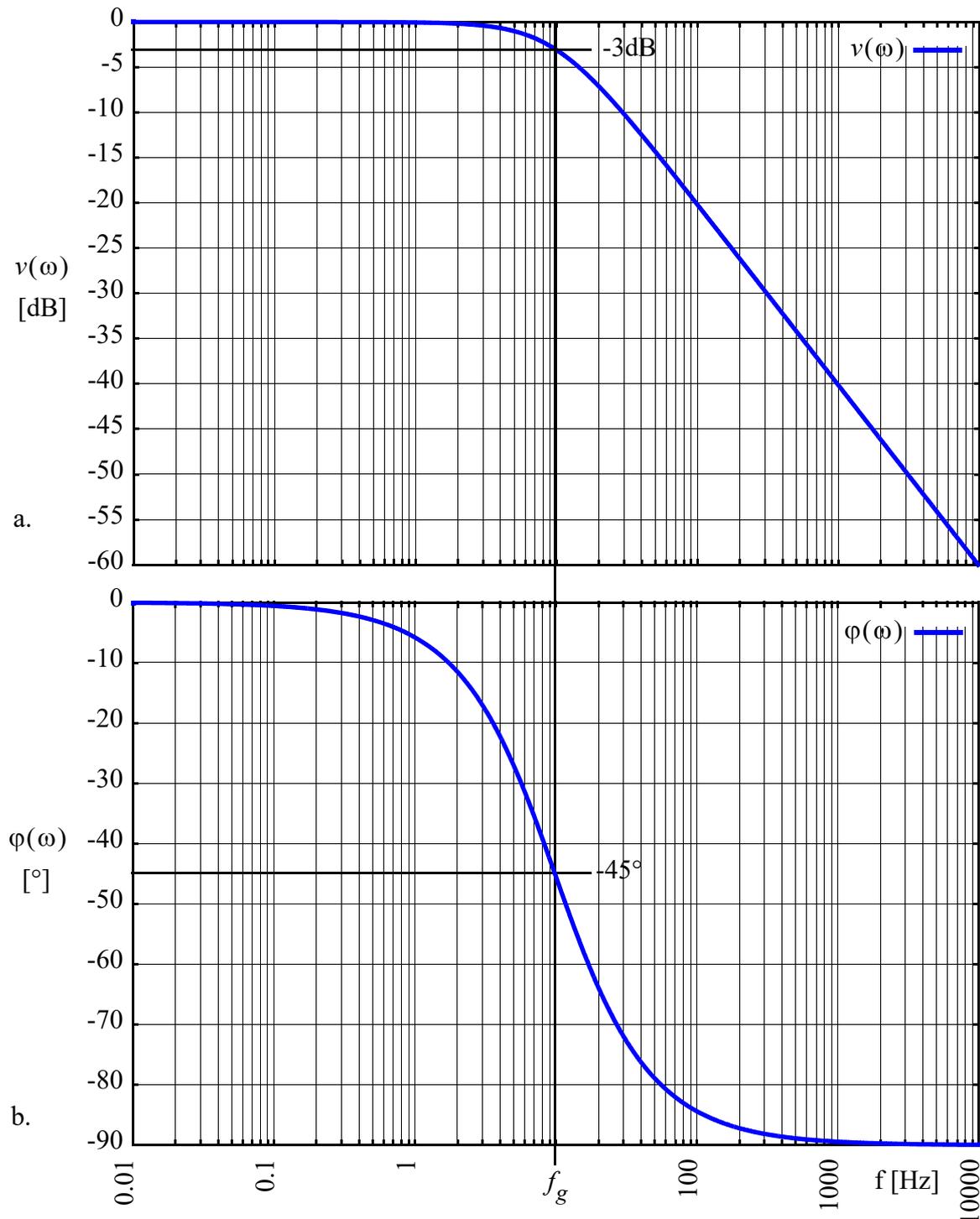
$$\boxed{f_g = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{bzw.} \quad \omega_g = \frac{1}{RC}} \quad \text{Gl. (4.14)}$$

Bei ihr gilt:

$$\boxed{| \text{Re}(v) | = | \text{Im}(v) | \quad \text{und} \quad \varphi(\omega_g) = -45^\circ} \quad \text{Gl. (4.15)}$$

<sup>5</sup>. Wegen der besseren Lesbarkeit wurde auf die Kennzeichnung der komplexen Effektivwerte durch einen Unterstrich verzichtet. Es gilt:  $U_{\dots} = \underline{U}_{\dots}$

Bei der Grenzfrequenz ist die Verstärkung bereits auf den Wert  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  abgefallen. Dies entspricht -3dB im Bode-Diagramm. Dort wird die Verstärkung logarithmisch über der Frequenz aufgetragen. Wie man erkennt, nimmt die Verstärkung ab der Grenzfrequenz mit 20dB pro Dekade ab.



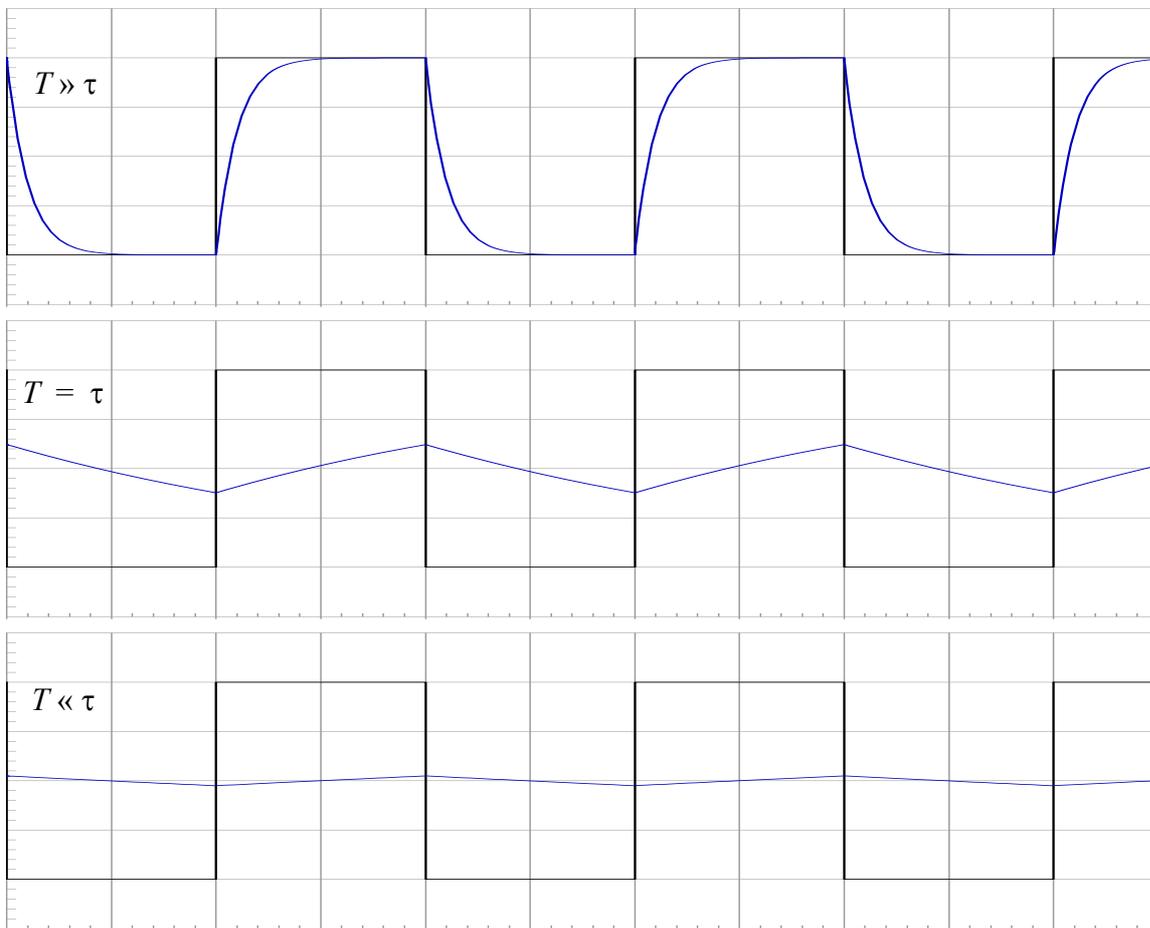
**Bild 4.14** Frequenzgang der Verstärkung (a.) und der Phase (b.) (Bode Diagramm)

### 4.2.3 Verhalten des RC-Gliedes an einer Rechteckspannungsquelle

Das Verhalten des RC-Gliedes an einer symmetrischen Rechteckspannungsquelle für verschiedene Frequenzen ist in Bild 4.15 dargestellt. Es lassen sich in Abhängigkeit von  $\tau$  drei Frequenzbereiche unterscheiden.  $T$  ist hierbei die Periodendauer des Rechtecksignals:

1. Für  $T \gg \tau$  folgt die Kondensatorspannung nahezu der Rechteckspannung der Quelle.
2. Für  $T = \tau$  ist die Kondensatorspannung eine Linearkombination von linear übertragenen und integrierten (gemittelten) Anteilen der Quellenspannung.
3. Für  $T \ll \tau$  wirkt die Schaltung für symmetrische Eingangsspannungen  $u_0(t)$  als Integrierglied bzw. Mittelwertbildner:

$$u_C(t) = \frac{1}{RC} \int u_o(t) dt. \quad \text{Gl. (4.16)}$$



**Bild 4.15** Rechteckverhalten des RC-Tiefpasses für verschiedene Frequenzen.

Die Herleitung von Gl. (4.16) erfolgt aus Gl. (4.3) mit der Beziehung  $i = C \cdot \frac{du_C}{dt}$  sowie  $u_R = R \cdot i$ :

$$u_0(t) - RC \cdot \frac{du_C}{dt} - u_C = 0 \quad \text{Gl. (4.17)}$$

Wie im vorherigen Abschnitt gezeigt wurde, bildet der Kondensator für sehr hohe Frequenzen nahezu einen Kurzschluss. D. h.  $u_C \approx 0$ . Somit vereinfacht sich Gl. (4.17) zu:

$$u_0(t) - RC \cdot \frac{du_C}{dt} = 0 \quad \text{Gl. (4.18)}$$

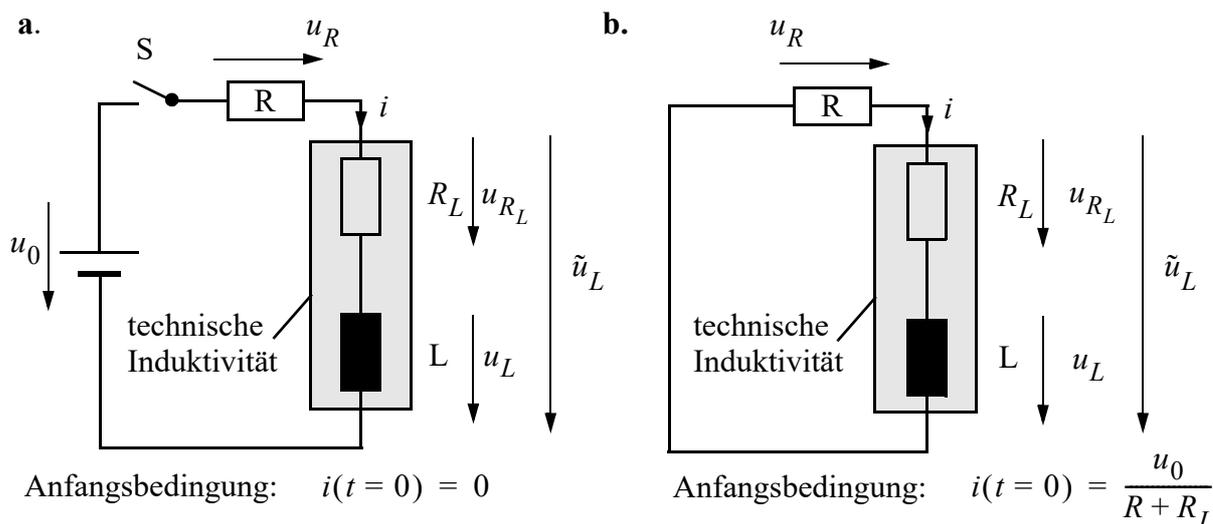
Die Separation der Variablen und Integration führt dann zu Gl. (4.16).

### 4.3 Das RL-Glied

Das RL-Glied kommt in elektronischen Schaltungen als Impulserzeuger oder als Differenzierer zum Einsatz. Es lassen sich damit aus positiven Spannungen negative erzeugen und umgekehrt.

#### 4.3.1 Zeitbereichsanalyse von Ein-/Ausschaltvorgängen des RL-Gliedes

In Bild 4.16 a. ist die Schaltung für den Einschaltvorgang der Induktivität  $L$  dargestellt. Zum Zeitpunkt  $t=0$  wird der Schalter  $S$  geschlossen. Während des Einschaltens baut sich in der Spule ein magnetisches Feld auf. Während des Ausschaltens (Bild 4.16 b.) wird die im Feld gespeicherte magnetische Energie über die ohmschen Widerstände in Wärme umgesetzt.



**Bild 4.16** a. Einschaltvorgang RL-Glied, b. Ausschaltvorgang mit Abbau der magn. Feldenergie.

Da technische Induktivitäten in der Regel aus Kupferdraht gewickelt sind, besitzen Sie einen nicht zu vernachlässigenden Innenwiderstand  $R_L$ . Das Modell der technischen Induktivität besteht deshalb aus der Serienschaltung einer idealen Induktivität  $L$  und aus dem Innenwiderstand  $R_L$ . Aus der Maschenregel ergibt sich, dass zu jedem Zeitpunkt die Summe aller Spannungen im geschlossenen Stromkreis null ist:

$$u_0 - u_R - u_{R_L} - u_L = 0 \quad \text{Gl. (4.19)}$$

Mit der Beziehung  $u_R = R \cdot i$ ,  $u_{R_L} = R_L \cdot i$  und aus der Verknüpfung von  $u_L$  und  $i$ ,

$$u_L = L \frac{di}{dt}, \quad \text{Gl. (4.20)}$$

#### 4. Kapitel: Allgemeine Grundlagen

erhält man folgende Differentialgleichung für den Momentanwert des Stromes  $i(t)$ :

$$\frac{di(t)}{dt} + \frac{R + R_L}{L} \cdot i(t) - \frac{u_0}{L} = 0 \quad \text{Gl. (4.21)}$$

Die zugehörige Lösung für die Anfangsbedingung  $i(t = 0) = 0$  lautet:

$$i(t) = \frac{u_0}{R + R_L} \cdot \left[ 1 - e^{-t \frac{R + R_L}{L}} \right] \quad \text{Gl. (4.22)}$$

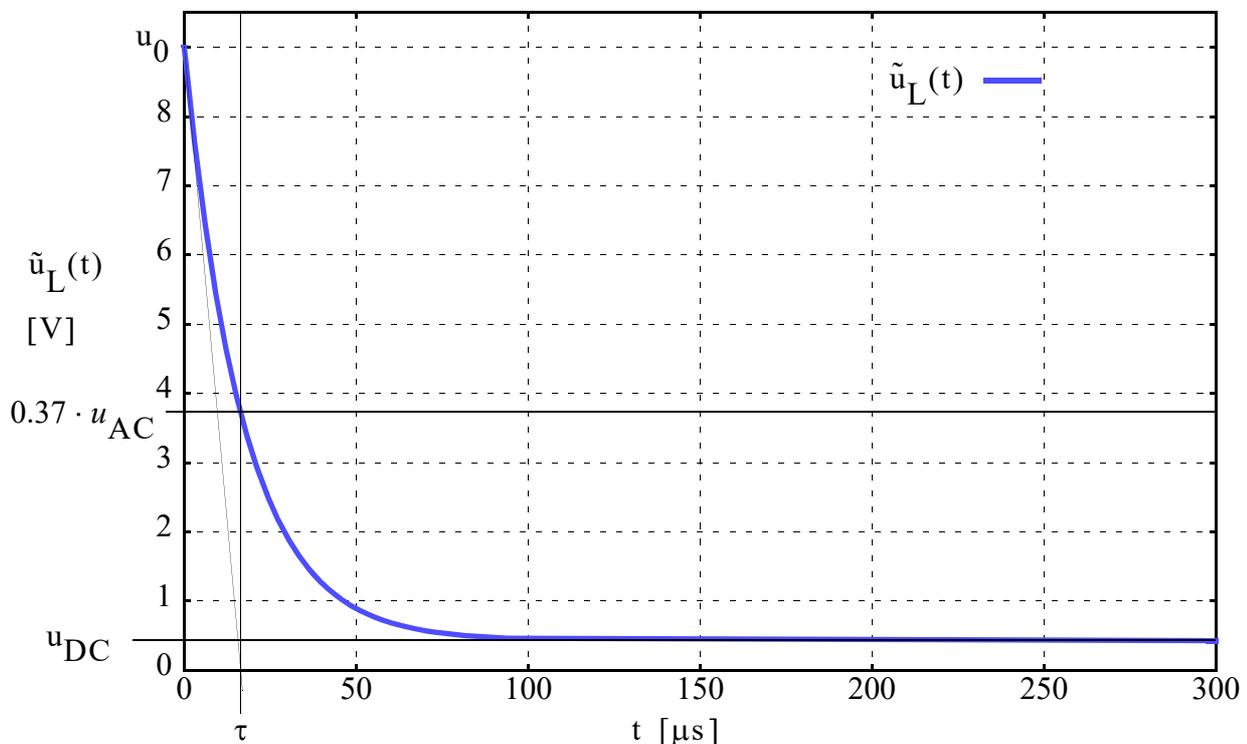
Messen lässt sich nur die Klemmenspannung  $\tilde{u}_L$  an den Anschlüssen der Induktivität. Sie ergibt sich aus Gl. (4.19) zu:

$$\tilde{u}_L = u_0 - i \cdot R \quad \text{Gl. (4.23)}$$

Mit Gl. (4.22) erhält man:

$$\tilde{u}_L = \underbrace{u_0 - u_0 \frac{R}{R + R_L}}_{u_{DC}} + \underbrace{u_0 \frac{R}{R + R_L} e^{-t \frac{R + R_L}{L}}}_{u_{AC}} \quad \text{Gl. (4.24)}$$

Die Gesamtspannung  $\tilde{u}_L(t)$  setzt sich aus dem konstanten Gleichspannungsanteil  $u_{DC}$  und einem exponentiell abfallenden Anteil  $u_{AC}$  zusammen wie im folgenden Bild dargestellt:



**Bild 4.17** Verlauf von  $\tilde{u}_L(t)$  der “technischen” Spule während des Einschaltens

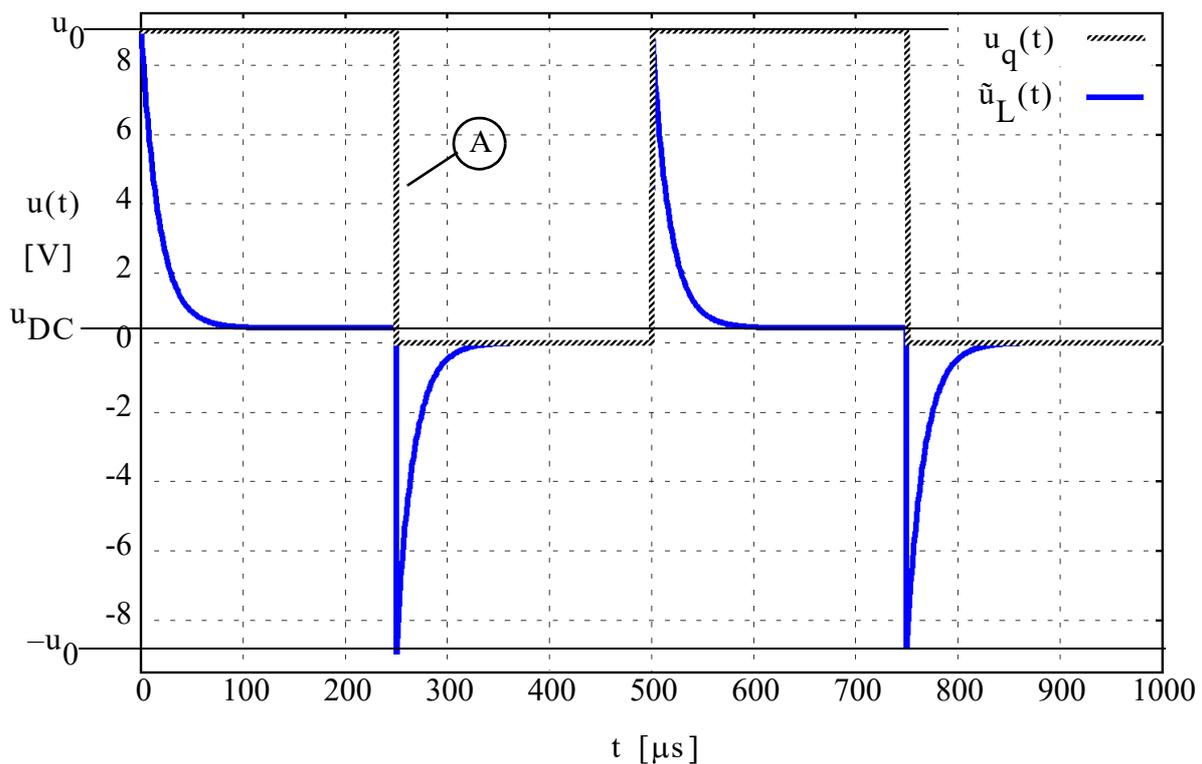
Analog verläuft die Herleitung des Ausschaltvorganges. Zu berücksichtigen ist hierbei die Anfangsbedingung  $i(t=0) = \frac{u_0}{R+R_L}$ . Während das magn. Feld abgebaut wird fließt folgender Strom:

$$i(t) = i_0 \cdot e^{-t \frac{R+R_L}{L}} = \frac{u_0}{R+R_L} \cdot e^{-t \frac{R+R_L}{L}} \quad \text{Gl. (4.25)}$$

Die messbare Klemmenspannung  $\tilde{u}_L$  an den Anschlüssen der Induktivität erhält man über die Maschengleichung  $\tilde{u}_L = -u_R = -R \cdot i(t)$ :

$$\tilde{u}_L = -u_0 \frac{R}{R+R_L} \cdot e^{-t \frac{R+R_L}{L}} \quad \text{Gl. (4.26)}$$

In Bild 4.18 wurde das RL-Glied mit einer Rechteckspannungsquelle der Amplitude  $u_0$  gespeist. Sehr deutlich kann man die differenzierende Wirkung erkennen. Aus dem Rechteckeingangssignal entsteht eine Folge von Impulsen. Besonders interessant ist die Tatsache, dass der negative Spannungssprung (A) einen Impuls mit negativer Amplitude erzeugt.



**Bild 4.18** RL-Glied an einer Rechteckspannungsquelle

Die charakteristische Größe eines RL-Gliedes ist die Zeitkonstante  $\tau$ . Sie ist definiert zu:

$$\tau = \frac{L}{R+R_L} \quad \text{Gl. (4.27)}$$

#### 4. Kapitel: Allgemeine Grundlagen

Für die ideale Spule ergibt sich somit eine Zeitkonstante von:

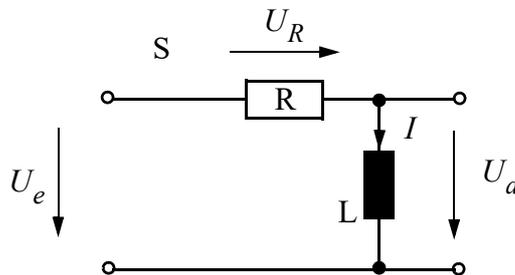
$$\boxed{\tau = \frac{L}{R}} \quad \text{Gl. (4.28)}$$

Analog zur Kapazität gibt die Zeitkonstante bei der Induktivität Auskunft über den Fortschritt des magnetischen Feldaufbaus und damit über Strom- und Spannungsverläufe.

#### 4.3.2 Frequenzgang und Phasengang des RL-Gliedes

Abschnitt 4.3.2 benötigen Sie nicht für die Versuchsdurchführung. Die Analyse im Frequenzbereich soll ihnen jedoch neben der Zeitbereichsanalyse kurz dargestellt werden.

Das RL-Glied wird auch als Hochpass verwendet, da es hohe Frequenzen unverändert überträgt und bei tiefen Frequenzen eine Abschwächung und Phasenverschiebung bewirkt.



**Bild 4.19** Einfacher RL-Hochpass mit idealer Induktivität

Der Frequenzgang der Verstärkung und der Phasenverschiebung lässt sich über die komplexe Spannungsteilerformel berechnen, wobei eine ideale Induktivität zu Grunde gelegt wird:

$$v = \frac{U_a}{U_e} = \frac{j\omega L}{R + j\omega L} \quad \text{Gl. (4.29)}$$

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

$$v(\omega) = \left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \sqrt{\text{Re}^2(v) + \text{Im}^2(v)} = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}} \quad \text{Gl. (4.30)}$$

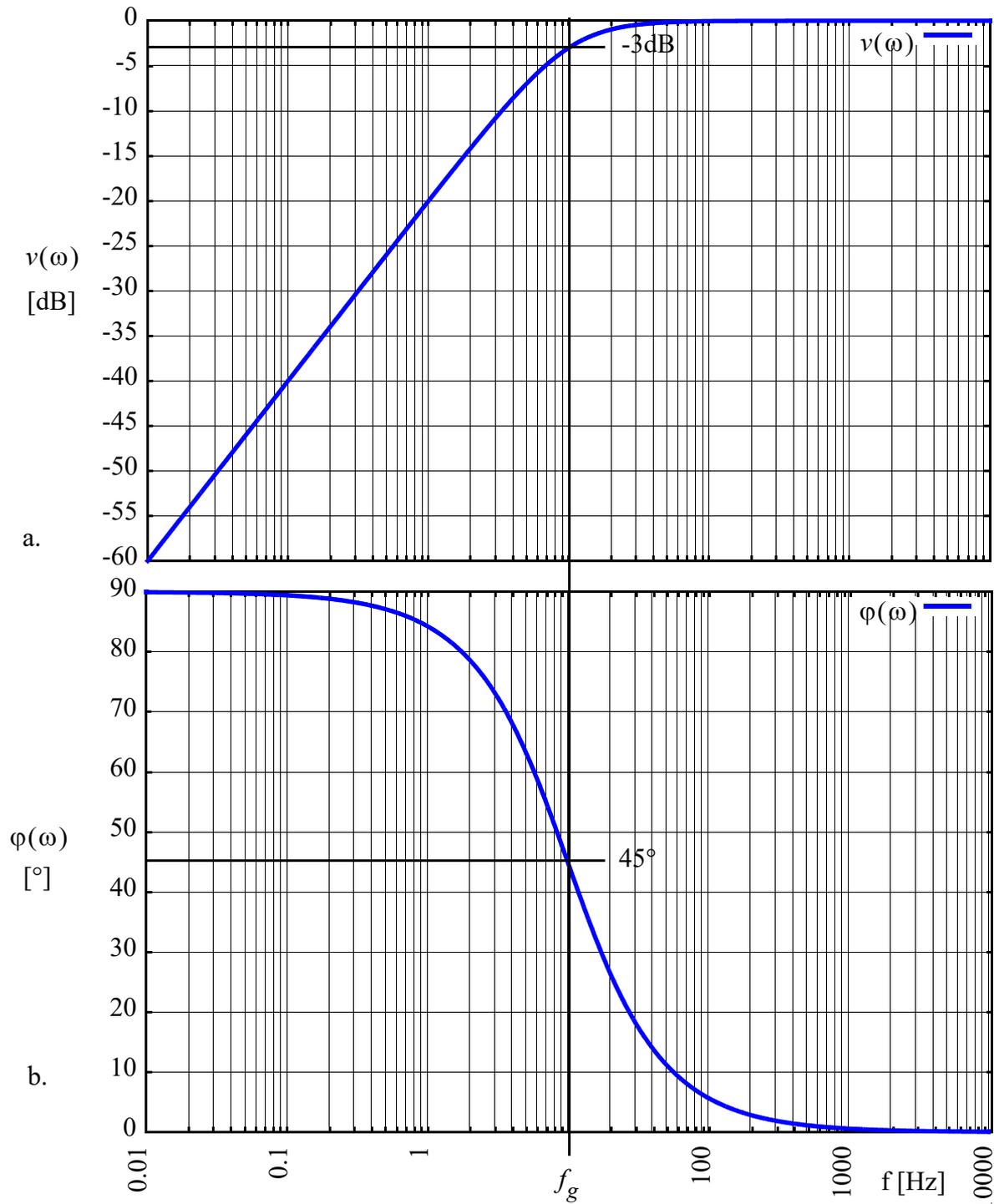
$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{\text{Im}(v)}{\text{Re}(v)} = \arctan \left( \frac{R}{\omega L} \right) \quad \text{Gl. (4.31)}$$

Eine Gleichspannung ( $\omega = 0$ ) wird über die Induktivität kurzgeschlossen. Mit zunehmender Frequenz geht der Term  $(\omega L)^2$  gegen unendlich und die Verstärkung wird somit eins. Der Maximalwert der Phasenverschiebung beträgt  $\varphi(\omega \rightarrow 0) = 90^\circ$ .

Charakteristische Größe ist die sog. Grenzfrequenz  $f_g$ :

$$\boxed{f_g = \frac{1}{2\pi L} R \quad \text{bzw.} \quad \omega_g = \frac{R}{L}} \quad \text{Gl. (4.32)}$$

Bei der Grenzfrequenz ist die Verstärkung bereits auf den Wert  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  angestiegen. Dies entspricht  $-3\text{dB}$  im Bode-Diagramm. Wie man erkennt nimmt die Verstärkung bis zur Grenzfrequenz mit  $20\text{dB}$  pro Dekade zu.



**Bild 4.20** Frequenzgang der Verstärkung (a.) und der Phase (b.) (Bode Diagramm)

Weiterhin gilt für die Grenzfrequenz:

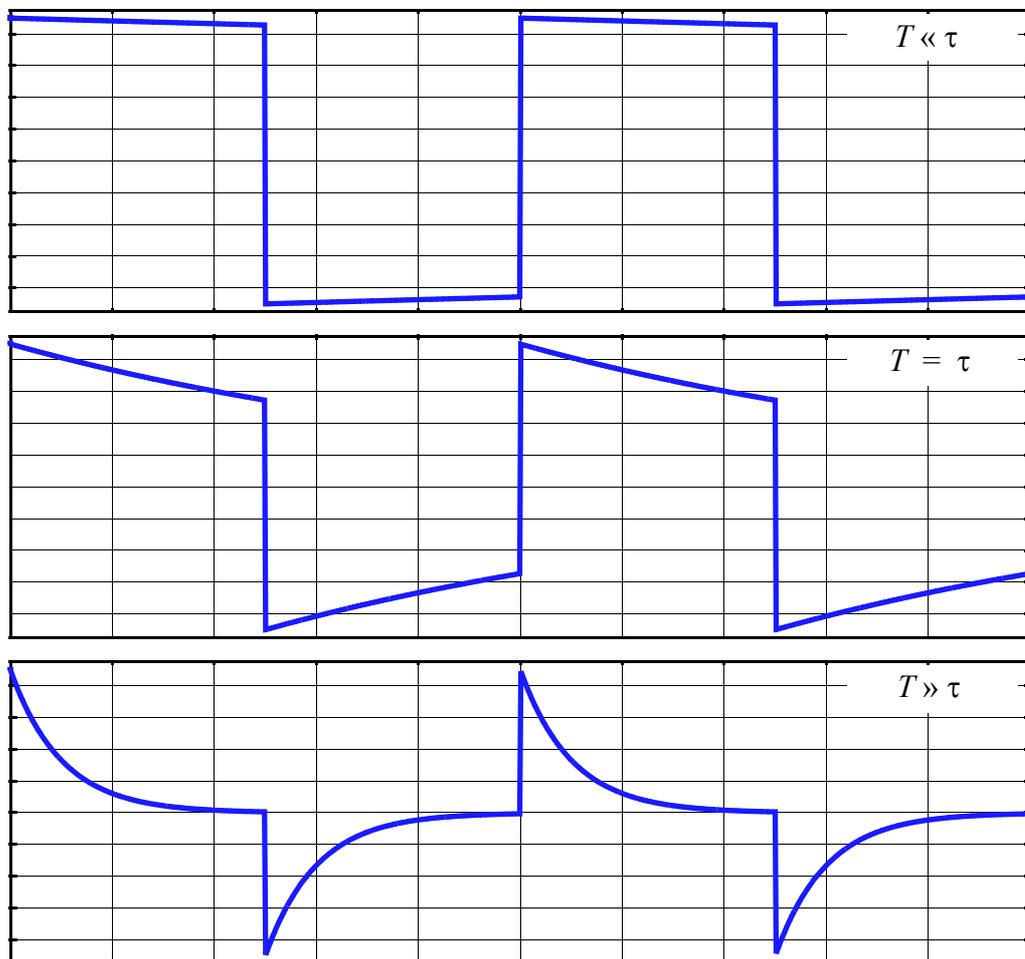
$$\boxed{|Re(v)| = |Im(v)| \quad \text{und} \quad \varphi(\omega_g) = 45^\circ} \quad \text{Gl. (4.33)}$$

### 4.3.3 Verhalten des RL-Gliedes an einer Rechteckspannungsquelle

Das Verhalten des RL-Gliedes mit **idealer Induktivität** an einer symmetrischen Rechteckspannungsquelle für verschiedene Frequenzen ist in Bild 4.21 dargestellt. Es lassen sich in Abhängigkeit von  $\tau$  drei Frequenzbereiche unterscheiden.  $T$  ist die Periodendauer des Rechtecksignals:

1. Für  $T \ll \tau$  folgt die Spulenspannung nahezu der Rechteckspannung der Quelle.
2. Für  $T = \tau$  ist die Spulenspannung eine Linearkombination von linear übertragenen und differenzierten Anteilen der Quellenspannung.
3. Für  $T \gg \tau$  wirkt die Schaltung somit für symmetrische Eingangsspannungen  $u_0(t)$  als Differenzierglied:

$$u_L(t) = \frac{L}{R} \frac{du_0(t)}{dt} \quad \text{Gl. (4.34)}$$



**Bild 4.21** Rechteckverhalten des RL-Hochpasses für verschiedene Frequenzen

Die Herleitung von Gl. (4.34) erfolgt aus Gl. (4.20) mit der Beziehung  $i = \frac{u_R}{R}$  sowie  $u_R = u_0 - u_L$ . Wie im Abschnitt 4.3.3 auf Seite 26 gezeigt wurde, bildet die ideale Induktivität für sehr tiefe Frequenzen nahezu einen Kurzschluss. Daraus folgt:  $u_L \approx 0$ . Somit erhält man Gl. (4.34).

## 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.

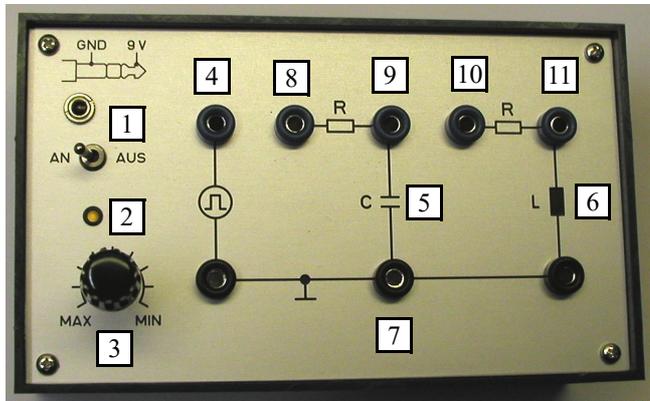


Bild 5.1 Signalbox

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]	$T_{min}$ [ $\mu$ 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 <b>Methode 1</b> Frequenzzähler- messung: 	$\pm$	$\pm$	$\pm$	$\pm$
4. Multimeter <b>Methode 2</b> $\sim V$ 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

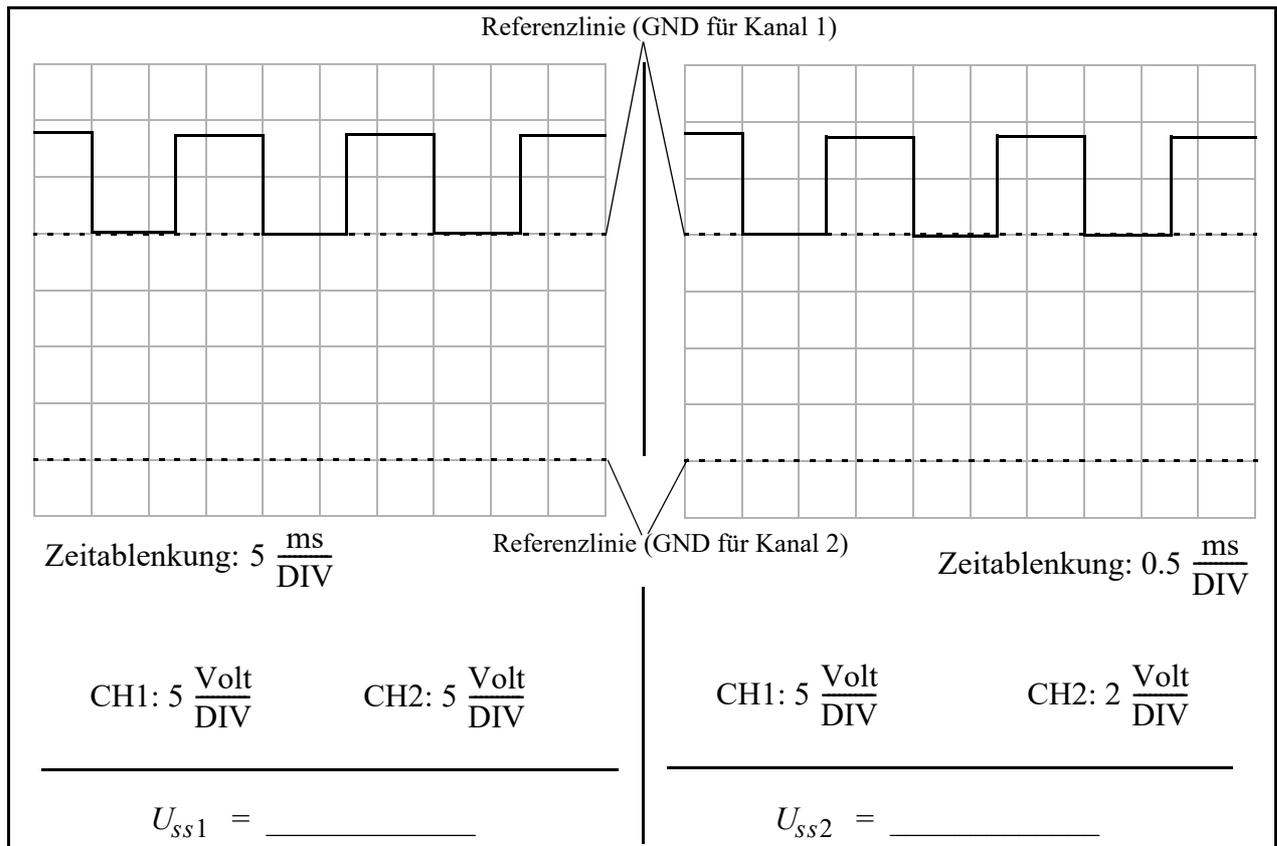
Diese Aufgabe dient dazu, Sie mit den verschiedensten Betriebsmodi des Oszilloskops vertraut zu machen. Verbinden Sie den Ausgang (4) des Rechteckgenerators mit dem Eingang (8) des RC-Gliedes. Oszillografieren Sie die Spannung am Ausgang (4) des Rechteckgenerators auf Kanal 1 und die Spannung über dem 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 <  $\tau$  < \_\_\_\_\_ 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  $f_2 \approx 200 \text{ Hz}$ .

$f_1 \approx 71.43 \text{ Hz}$	$t_{r1} = \underline{\hspace{4cm}}$
$f_2 \approx 200 \text{ Hz}$	$t_{r2} = \underline{\hspace{4cm}}$

**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!**



$R = \underline{\hspace{4cm}}$
--------------------------------

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

$C(t_{r1}) = \underline{\hspace{4cm}}$	$C(t_{r2}) = \underline{\hspace{4cm}}$
--	--

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

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

Antwort:

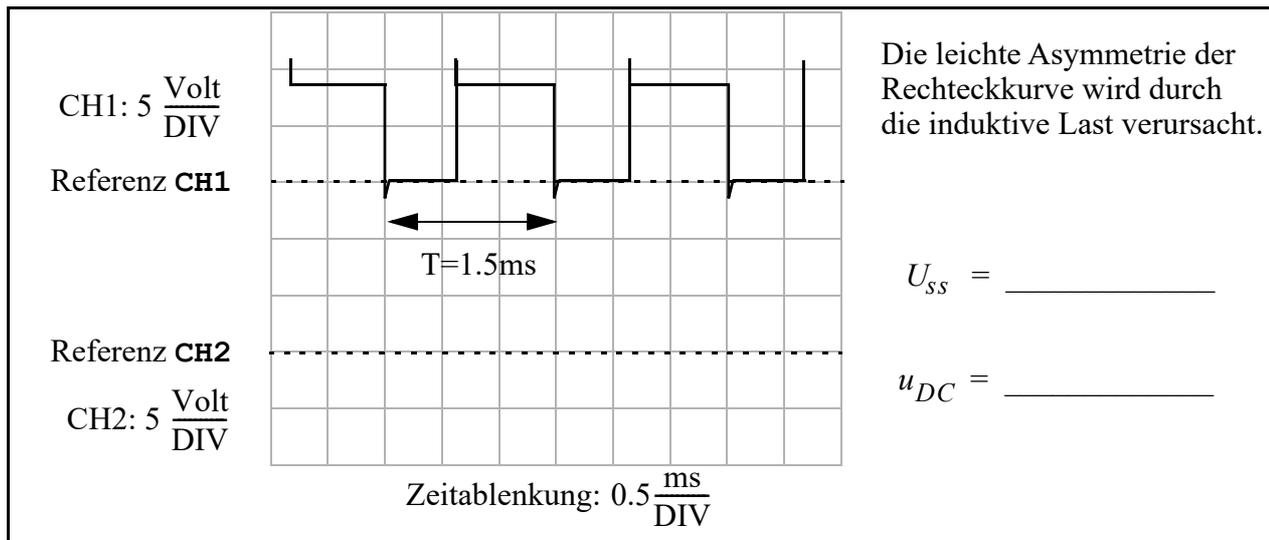
$$\tau = \underline{\hspace{2cm}}$$

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

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

### 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.**



$R =$ _____	$R_L =$ _____
-------------	---------------

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

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.



$t_f =$ _____	$L =$ _____
---------------	-------------

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-Krümeln.**

## 5. Kapitel: Versuchsdurchführung

## 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

<b>1</b>	<b>Lernziele</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Literatur</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Geräte</b>	<b>3</b>
<b>4</b>	<b>Theoretische Grundlagen</b>	<b>4</b>
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
<b>5</b>	<b>Eigenschaften einfacher OP-Schaltungen</b>	<b>10</b>
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
<b>6</b>	<b>Versuchsdurchführung</b>	<b>17</b>
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
	<b>ETGP - Versuchsfeedback</b>	<b>27</b>
	<b>Anhang A Datenblatt OP uA741 (Auszug)</b>	<b>29</b>

# 1 Lernziele

Dieser Versuch vermittelt Ihnen die grundlegenden Eigenschaften und Beschaltungen von Operationsverstärkern. Nach der Durchführung des Versuches sollen Sie in der Lage sein, Antworten auf folgende Fragen geben zu können:

- Was ist ein Operationsverstärker und wo setzt man ihn ein?
- Welche Eigenschaften besitzen Operationsverstärker?
- Worin unterscheidet sich ein idealer und ein realer Operationsverstärker?
- Wie ist die Differenzspannung  $U_D$  definiert?
- Wie sieht die einfachste denkbare Beschaltung eines OP aus?
- Welcher Zusammenhang besteht zwischen der Ausgangsspannung  $U_{\text{out}}$  und den Eingangsspannungen  $U_P$  und  $U_N$  eines OP?
- Was bezeichnet man als Open-Loop-Gain?
- Wie sieht der Frequenzgang der Leerlauf-Differenzverstärkung  $|v_D(f)|$  qualitativ aus?
- Wie lässt sich der Frequenzgang der Leerlauf-Differenzverstärkung  $|v_D(f)|$  eines OP messtechnisch bestimmen?
- Wie ist die Bandbreite definiert?
- Was versteht man unter dem Gain-Bandwidth-Product?
- Was ist die Eingangsoffsetspannung, und was die Gleichtaktunterdrückung?
- Was versteht man unter Mit- bzw. Gegenkopplung?
- Wie sieht die Grundschialtung des nicht-invertierenden Verstärkers aus? Welche Eigenschaften (Verstärkung / Eingangs- / Ausgangswiderstand) hat sie?
- Wie lautet die Übertragungsfunktion des nicht-invertierenden Verstärkers?
- Wie sieht die Grundschialtung des invertierenden Verstärkers aus? Welche Eigenschaften (Verstärkung / Eingangs- / Ausgangswiderstand) hat sie?
- Wie lautet die Übertragungsfunktion des invertierenden Verstärkers?
- Worauf müssen Sie bei der Verstärkung von schwachen Signalen aus hochohmigen Signalquellen achten?
- Was ist ein Schmitt-Trigger? Was versteht man unter Hysterese?
- Wie sieht die invertierende Schmitt-Trigger Schaltung aus?

## 2 Literatur

- [1] M. Siegel, E. Crocol  
Vorlesungsskript bis 2019 **Elektronische Schaltungen**, IMS, KIT
- [2] Erwin Böhmer, **Elemente der angewandten Elektronik**, Vieweg Verlag
- [3] Tietze, Schenk, **Halbleiter Schaltungstechnik**, Springer Verlag

## 3 Geräte

- 1 Messbox: Operationsverstärker
- 1 Funktionsgenerator GWINSTEK SFG2110
- 1 Multimeter, 1 Hameg Oszilloskop HM1500-2

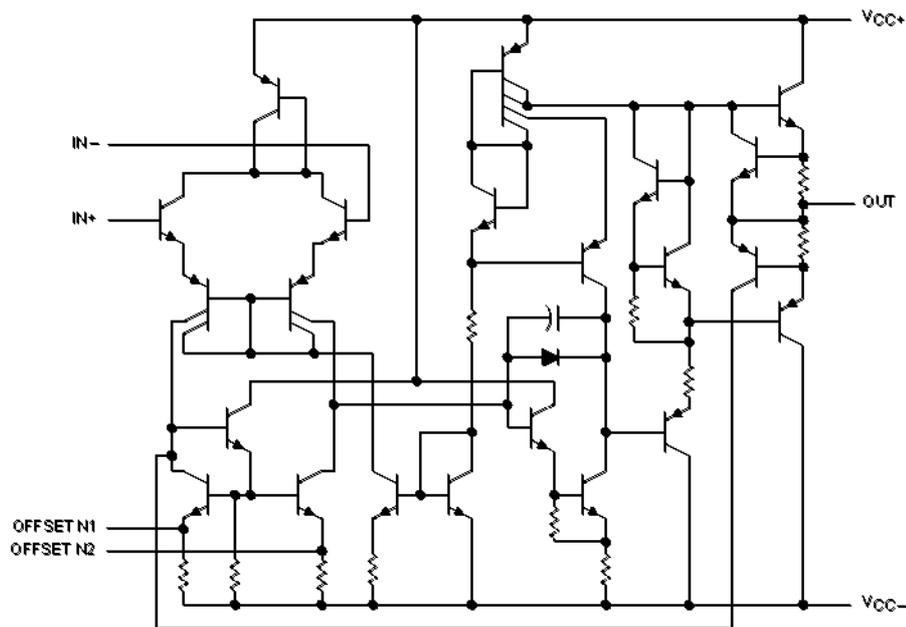
## 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

- Vorrat an OP-Amps:  $\mu$ A741 bzw. LM741

# 4 Theoretische Grundlagen

## 4.1 Einleitung

Ein Operationsverstärker (abgekürzt: OP) ist eine kompliziert aufgebaute, monolithisch integrierte Schaltung (s. Bild 4.1), welche die Funktion hat die Differenz zweier Spannungen zu verstärken. Ein weiterer, sehr verbreiteter Name ist daher auch Differenzverstärker.



**Bild 4.1** Interner Aufbau des OP  $\mu$ A741 (Datenblatt Texas Instruments)

Differenzverstärker zeichnen sich durch folgende Eigenschaften aus:

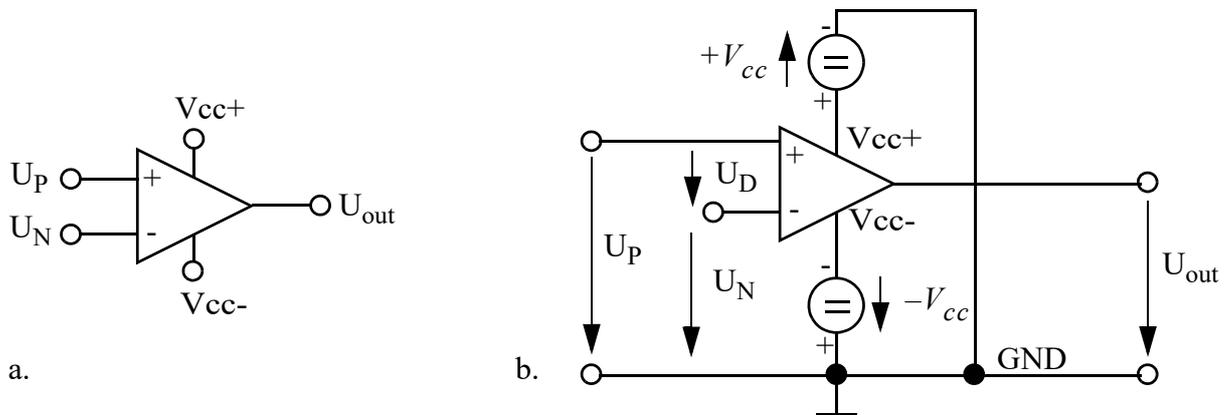
- hohe Spannungsverstärkung (bei Niederfrequenz)
- hoher Eingangswiderstand
- niedriger Ausgangswiderstand

In ihrer Anfangszeit wurden OPs als hochwertige und teure Verstärker fast ausschließlich in Analogrechnern verwendet. Sie tragen die Bezeichnung “Operationsverstärker”, da es mit ihnen möglich ist, Rechenoperationen wie Addition, Subtraktion, Integration, etc. durchzuführen. Heute werden sie hauptsächlich in der Messsignalaufbereitung verwendet und bilden häufig die Vorstufe vor der Analog/Digital-Wandlung. Die Weiterverarbeitung des Signales geschieht dann auf digitaler Ebene durch Computer oder Mikrocontroller.

## 4.2 Der Operationsverstärker - ein Differenzverstärker

Das Schaltsymbol des Operationsverstärkers ist in Bild 4.2a dargestellt. Der OP besitzt zwei Signaleingänge  $U_P$  und  $U_N$ , die mit “+” und “-” gekennzeichnet sind, sowie den Signalausgang  $U_{out}$ .

Weiterhin verfügt er über zwei Anschlüsse  $V_{cc+}$  und  $V_{cc-}$  zur Einspeisung der Versorgungsspannungen. Im Allgemeinen gilt:  $V_{cc+} = |V_{cc-}|$ . Den P-Eingang (+) bezeichnet man als **nicht-invertierenden** und den N-Eingang (-) als **invertierenden Eingang**.



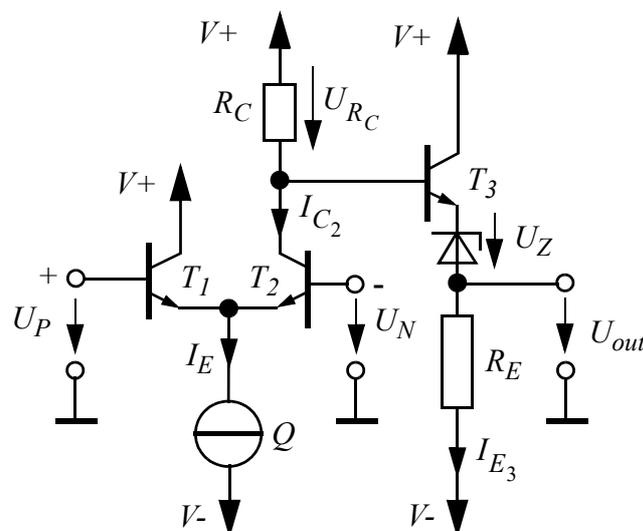
**Bild 4.2** Schaltsymbol a. und Beschaltung b. des Operationsverstärkers

In Bild 4.2b ist die einfachste denkbare Beschaltung des OP dargestellt. Die steuernde Eingangsspannung ist die **Differenzspannung**  $U_D = U_P - U_N$ . Bei Gleichspannung bzw. niederen Frequenzen ist die Ausgangsspannung  $U_{out}$  in Phase mit  $U_D$  und es gilt folgende Beziehung zwischen Ein- und Ausgang:

$$U_{out} = v_D \cdot U_D = v_D(U_P - U_N) \quad \text{Gl. (4.1)}$$

Hierbei bezeichnet man mit  $v_D$  die **Leerlauf-Differenzverstärkung**. In Datenblättern findet man meist die englische Bezeichnung **open-loop-gain** bzw. **large signal voltage amplification**.

Zum besseren Verständnis wird nachfolgend die einfachste Ausführung eines OPs (s. Bild 4.3) in ihrer prinzipiellen Wirkung besprochen:



**Bild 4.3** Aufbau eines einfachen Operationsverstärkers

## 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Die Eingangsklemmen (+) und (-) von Bild 4.2 sind die hier zu sehenden Basisanschlüsse (bei Fets die Gate-Anschlüsse) der Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ , die in Differenzschaltung wirken. Ihr gemeinsamer Emitterstrom  $I_E = I_{E_1} + I_{E_2}$  wird als Konstantstrom von der Stromquelle  $Q$  eingeprägt. Dieser konstante Strom  $I_E$  wird bei Steuerung durch  $U_P$  und  $U_N$  - entsprechend dieser Spannungen - mehr oder weniger auf  $T_1$  als  $I_{E_1}$  oder  $T_2$  als  $I_{E_2}$  verteilt. Es sei  $U_N$  konstant; wächst nun  $U_P$ , so wächst  $I_{E_1}$ . Dies hat zur Folge, dass  $I_{E_2}$  und damit auch  $I_{C_2}$  sinkt. Durch den sinkenden Strom  $I_{C_2}$  nimmt auch der Spannungsabfall  $U_{R_C} = I_{C_2} \cdot R_C$  ab. Folglich nimmt das Basispotential von  $T_3$  zu, d. h. der Transistor leitet stärker, es wächst  $I_{E_3}$  und damit auch  $U_{\text{out}}$  gleichphasig mit  $U_P$ . Die äquivalente Überlegung für ein konstantes  $U_P$  und ein variables  $U_N$  führt zur gegenphasigen Änderung von  $U_{\text{out}}$  bzgl.  $U_N$ .

Man erkennt,  $T_3$  wirkt in Kollektorschaltung für den erwünscht niederohmigen Ausgang. Die Zenerdiode mit ihrer Konstantspannung  $U_Z$  sorgt für ausreichend hohes Emitter- und damit auch Basispotential von  $T_3$ .

### 4.3 Eigenschaften integrierter Operationsverstärker

#### 4.3.1 Differenzverstärkung

Als **Differenzverstärkung** bezeichnet man den Quotienten aus Ausgangsspannung und Differenzspannung:

$$v_D = \frac{U_{\text{out}}}{U_D} = \frac{U_{\text{out}}}{U_P - U_N} = \begin{cases} \frac{U_{\text{out}}}{U_P} & \text{für } U_N = 0 \\ -\frac{U_{\text{out}}}{U_N} & \text{für } U_P = 0 \end{cases} \quad \text{Gl. (4.2)}$$

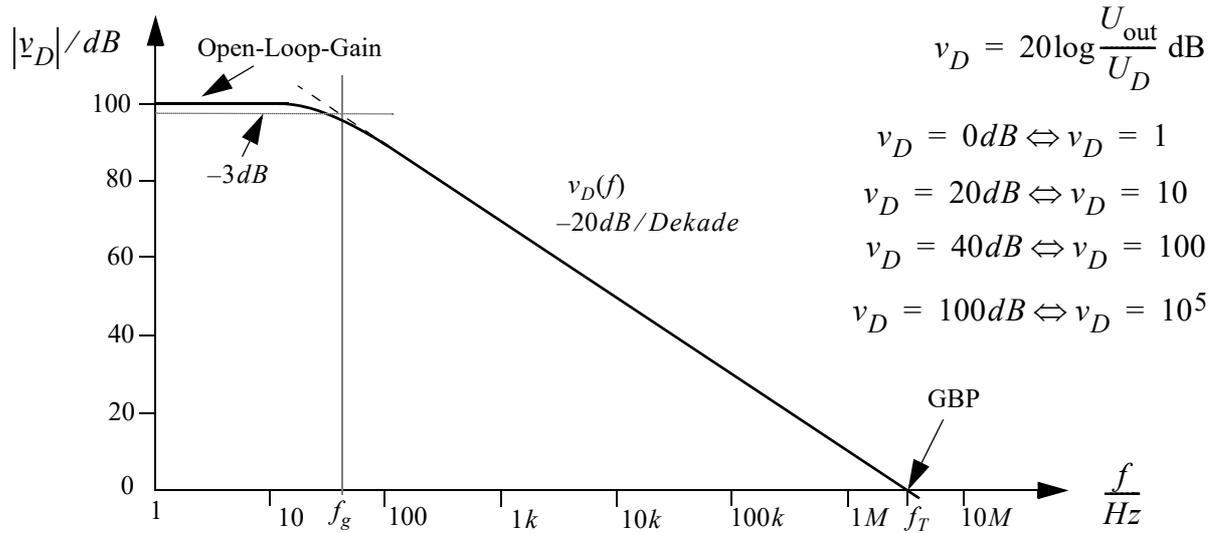
Bei einem idealen OP gilt:  $v_D \rightarrow \infty$ . Bei einem realen Operationsverstärker ist die Differenzverstärkung frequenzabhängig. Der Frequenzgang der Verstärkung  $|v_D(f)|^1$  zeigt den typischen Verlauf eines Tiefpasses 1. Ordnung (siehe Bild 4.4).

Die Leerlauf-Differenzverstärkung bei einem realen OP liegt im Bereich  $v_D = 10^5 \dots 10^7$ . Bei der **Grenzfrequenz**  $f_g$  ist die Leerlauf-Differenzverstärkung um -3dB abgefallen. Bei der **Transitfrequenz**  $f_T$  ist die Differenzverstärkung auf den Wert  $v_D = 1$  abgefallen. Der Bereich der konstanten<sup>2</sup> Verstärkung [0Hz ...  $f_g$ ] kennzeichnet die **Bandbreite** des Operationsverstärkers.

---

<sup>1</sup> Betrag der komplexen Verstärkung, da der OP eine Phasendrehung zwischen Eingangss- und Ausgangssignal verursacht.

<sup>2</sup> Hier wird der Abfall um -3dB im Knickbereich vernachlässigt.



**Bild 4.4** Typischer Frequenzgang eines OP

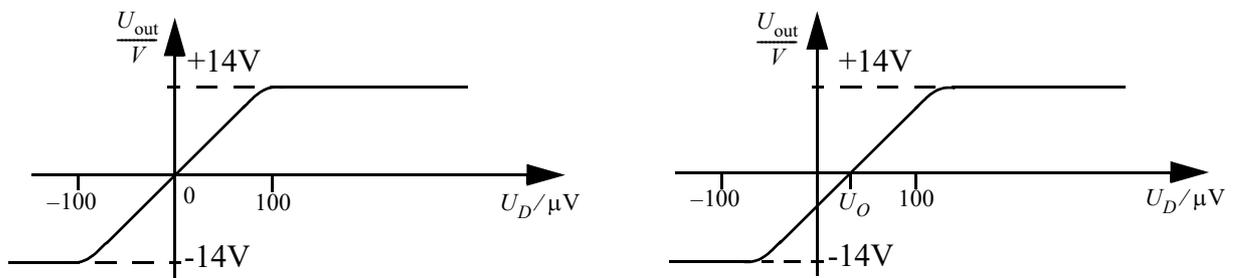
Innerhalb des -20dB-Abfalls, d. h. im Bereich  $f_g \leq f \leq f_T$ , ist das Produkt aus Verstärkung und zugehöriger Bandbreite konstant:

$$v_D(f) \cdot f = f_T = \text{GBP} \quad \text{Gl. (4.3)}$$

Im Datenblatt eines OP wird dieses Produkt aus Verstärkung und zugehöriger Bandbreite häufig unter der Abkürzung **GBP = gain-bandwidth-product** spezifiziert. Die Angabe GBP=2 MHz bedeutet, dass die Verstärkung bei 2 MHz gleich Eins ist. Aus dem GBP lässt sich daher die Verstärkung zu jeder Frequenz im Bereich  $f_g \leq f \leq f_T$  bestimmen.

### 4.3.2 Offsetspannung, Gleichtaktunterdrückung

Um die Eigenschaften eines OP perfekt nutzen zu können, wird dieser in der Regel mit einer dualen Betriebsspannung +Vcc und -Vcc versorgt. Für Vcc=15V liegt die **Aussteuerbarkeit (engl. maximum peak output voltage swing)** des OP-Ausgangs dann bei etwa  $-14\text{V} < U_{\text{out}} < 14\text{V}$ . Die **Steu-erkennlinie** ist in Bild 4.5 dargestellt.



**Bild 4.5** Links Steuerkennlinie ohne, rechts mit Offsetspannung

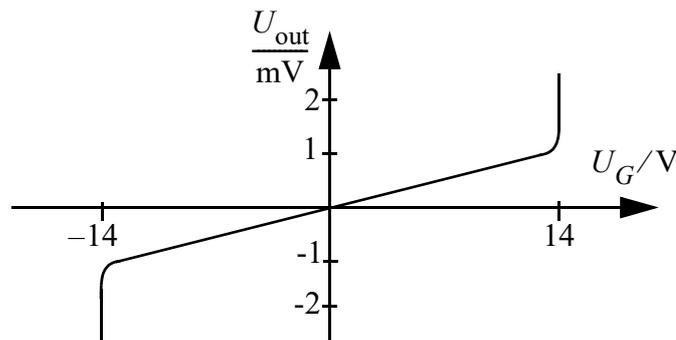
Beim realen OP ist die Ausgangsspannung ungleich Null, auch wenn keine Spannung am Eingang anliegt. Die Steuerkennlinie (s. Bild 4.5 rechts) geht daher nicht durch den Nullpunkt. Man muss am

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Eingang eine kleine Spannungsdifferenz  $U_D = U_O$  anlegen, um den Ausgang auf Null zu bringen. Diese am Eingang des OP wirkende Spannungsdifferenz heißt **Offsetspannung (engl. input offset voltage)** und liegt in der Größenordnung von einigen mV. In vielen Fällen kann man sie mit Drehwiderständen auf Null abgleichen, oft kann sie auch vernachlässigt werden oder sie wird durch Gegenkopplung selbsttätig weitgehend kompensiert. Im Folgenden nehmen wir an, die Offsetspannung sei kompensiert.

Legt man an den P- und an den N-Eingang eines OP dieselbe Spannung  $U_G$  an, dann ist  $U_D = 0V$  und es müsste bei dieser **Gleichtaktsteuerung** auch  $U_{out} = 0V$  sein. Dies ist bei realen OPs nicht der Fall. Der ausnutzbare Bereich von guter Gleichaktunterdrückung ist etwa 2V kleiner als die positive und negative Betriebsspannung. D. h. bei einer Betriebsspannung von  $\pm 15V$  ist bis etwa  $\pm 14V$  die unerwünschte **Gleichtaktverstärkung**  $v_G$  gering:

$$v_G = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta U_G} < 1$$



**Bild 4.6** Ausgangsspannung als Funktion der Gleichakteingangsspannung

Häufiger spricht man von der **Gleichtaktunterdrückung (engl. common mode rejection ratio = CMRR)**, die definiert ist zu  $CMRR = v_D/v_G = \Delta U_G/\Delta U_D$ .

Praktische Werte für CMRR liegen bei  $10^4 \dots 10^5$ .

Betrachtet man  $v_D$  als **Gegentaktverstärkung** und  $v_G$  als Gleichaktverstärkung so kann man die Ausgangsspannung  $U_{out}$  jetzt genauer bestimmen zu:

$$\Delta U_{out} = v_D \cdot \Delta U_D + v_G \cdot \Delta U_G$$

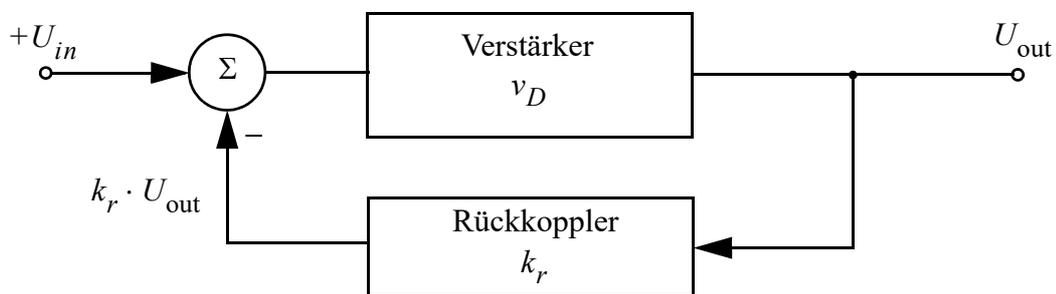
Da die Steuerkennlinien (Bild 4.5 und Bild 4.6) innerhalb der Aussteuerungsgrenzen linear verlaufen, kann man für diesen Bereich die Ausgangsspannung bei genauer Betrachtung wie folgt angeben:

$$U_{out} = v_D \cdot \left[ (U_D - U_O) + \frac{1}{CMRR} \cdot U_G \right]$$

mit  $U_O$  als Offset- und  $U_G$  als Gleichtaktspannung. Beim idealen OP, den man oft als gegeben voraussetzt, setzt man  $U_O = 0$ ,  $v_D \rightarrow \infty$  und  $CMRR \rightarrow \infty$ .

#### 4.4 Prinzip der Gegenkopplung

Wird ein Teil der Ausgangsgröße (Spannung oder Strom) zum Eingang eines OP zurückgeführt, so spricht man von **Rückkopplung**. Subtrahiert sich die rückgeführte Größe von der Eingangsgröße, dann spricht man von **Gegenkopplung**. Addiert sich die rückgeführte Größe zur Eingangsgröße, dann spricht man von **Mitkopplung**. Man verwendet letztere bei der Schwingungserzeugung. Für den stabilen Betrieb eines OP, d. h. um den Verstärker weitgehend unabhängig von inneren (bauteilspezifischen) und äußeren Einflüssen zu machen, beschaltet man ihn in **Gegenkopplung**.



**Bild 4.7** Spannungsgegenkopplung

Dabei wird häufig ein Teil der Ausgangsspannung  $U_{\text{out}}$  rückgeführt und von der steuernden Eingangsspannung subtrahiert. Die Ausgangsspannung bei wirksamer Gegenkopplung ist dann

$$U_{\text{out}} = v_D \cdot U_D = v_D \cdot (U_{\text{in}} - k_r \cdot U_{\text{out}}). \quad \text{Gl. (4.4)}$$

Daraus erhält man die Verstärkung  $v_r$  mit Rückkopplung:

$$v_r = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{v_D}{1 + k_r \cdot v_D} \quad \text{Gl. (4.5)}$$

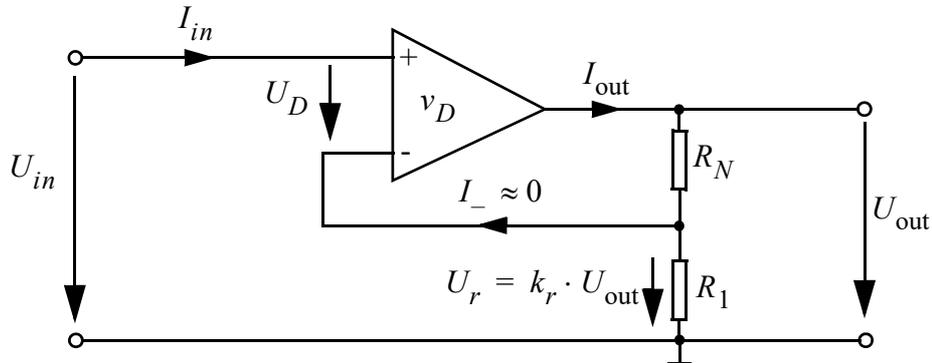
Mit  $k_r$  als **Rückkopplungsfaktor**. Für  $k_r \cdot v_D \gg 1$  gilt angenähert:

$$v_r \approx \frac{1}{k_r}$$

Bild 4.7 ist eine Prinzipdarstellung, wie sie in der Regelungstechnik verwendet wird. Aus dem folgenden Bild 5.1 ist die Anwendung der Gegenkopplung und die Bedeutung des Rückkopplungsfaktors  $k_r$  deutlicher ersichtlich.

## 5 Eigenschaften einfacher OP-Schaltungen

### 5.1 Der nicht-invertierende Spannungsverstärker



**Bild 5.1** OP mit Gegenkopplung als nicht-invertierender Spannungsverstärker

In Bild 5.1 ist die Grundsaltung des nicht-invertierenden Spannungsverstärkers dargestellt. Da der Eingangswiderstand des OP sehr hoch ist, kann  $I_- \approx 0$  angenommen werden. Folglich lässt sich der Zusammenhang zwischen zurückgeführter Spannung  $U_r$  und Ausgangsspannung  $U_{out}$  aus der Formel für den unbelasteten Spannungsteiler aus  $R_1$  und  $R_N$  bestimmen:  $k_r = \frac{U_r}{U_{out}} = \frac{R_1}{R_1 + R_N}$ .

Für die Differenzspannung gilt somit:

$$U_D = U_{in} - k_r \cdot U_{out} = U_{in} - \frac{R_1}{R_1 + R_N} \cdot U_{out} \quad \text{Gl. (5.1)}$$

Setzt man Gl. (5.1) in Gl. (4.4) auf Seite 9 ein, so erhält man:

$$U_{out} = v_D \cdot \left( U_{in} - \frac{R_1}{R_1 + R_N} \cdot U_{out} \right) \quad \text{Gl. (5.2)}$$

Stellt man Gl. (5.2) um so liefert dies die Übertragungsfunktion:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{v_D}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_N} \cdot v_D} = \frac{1}{\frac{1}{v_D} + \frac{R_1}{R_1 + R_N}} \quad \text{Gl. (5.3)}$$

Aus Gl. (5.3) lässt sich folgendes ablesen:

Ist die Differenzverstärkung  $v_D$  sehr groß, so geht der Kehrwert  $\frac{1}{v_D}$  gegen Null, d. h. die Spannungsverstärkung kann ausschließlich durch die äußere Beschaltung mit den Widerständen  $R_1$  und  $R_N$  festgelegt werden.

Für die nicht-invertierenden OP-Grundschtung erhält man somit:

$$U_{out} = \frac{R_1 + R_N}{R_1} \cdot U_{in} = \left(1 + \frac{R_N}{R_1}\right) \cdot U_{in} \quad \text{Gl. (5.4)}$$

Die Verstärkung  $v_r$  der nicht-invertierenden OP-Grundschtung ist positiv und nie kleiner Eins:

$$v_r \approx 1 + \frac{R_N}{R_1} = \frac{1}{k_r} \quad \text{Gl. (5.5)}$$

Ist die Bedingung  $v_D \gg v_r$  nicht mehr erfüllt, wie dies z. B. bei der Verstärkung hochfrequenter Signale der Fall ist, so gilt die Näherungsformel Gl. (5.4) nicht mehr! Es muss mit Gl. (5.3) gerechnet werden.

Der Kehrwert der Gesamtverstärkung berechnet sich dann aus der Summe der Kehrwerte der Einzelverstärkungen<sup>3</sup>:

$$\frac{1}{v_{ges}} = \frac{1}{v_D} + \frac{1}{v_r} \quad \text{Gl. (5.6)}$$

### Temperaturstabilisierung durch Gegenkopplung:

Angenommen  $v_D$  würde sich durch Temperatureinfluss erhöhen, dann würde ohne Gegenkopplung auch  $U_{out}$  anwachsen. Mit Gegenkopplung jedoch erzeugt das größer werdende  $U_{out}$  unmittelbar auch ein größeres  $k_r \cdot U_{out}$ , dadurch wird  $U_D$  kleiner und die Ausgangsspannung  $U_{out}$  wird bei ihrem bisherigen Wert stabilisiert.

### Eingangs- und Ausgangswiderstand:

Der **Eingangswiderstand (engl. input resistance)** der Schaltung nach Bild 5.1 ist der interne Eingangswiderstand des Operationsverstärkers. Dieser Wert wird im Datenblatt des OP spezifiziert.

Der **Ausgangswiderstand (engl. output resistance)**  $R_A$  des unbeschalteten OP kann ebenfalls dem Datenblatt entnommen werden. Durch die Beschaltung wird dieser jedoch transformiert und wird bedingt durch die sehr große Differenzverstärkung  $v_D$  sehr klein. Es ergibt sich folgender Ausgangswiderstand  $R'_A$  der nicht-invertierenden OP-Grundschtung:

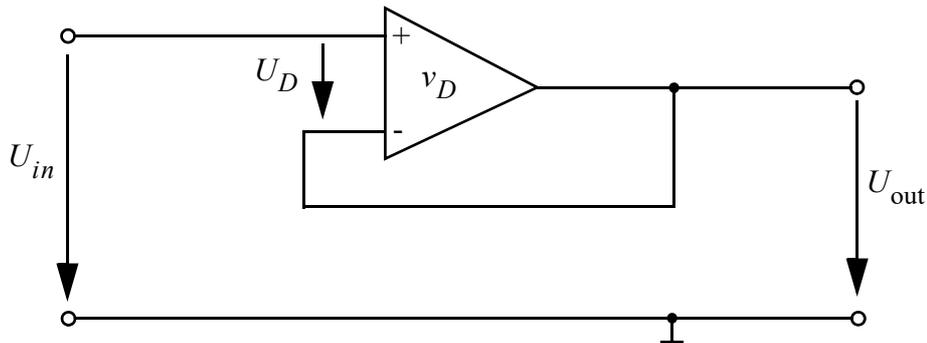
$$R'_A = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta I_{out}} \approx \frac{R_A}{k_r \cdot v_D} = R_A \cdot \frac{v_r}{v_D} \quad \text{Gl. (5.7)}$$

<sup>3</sup>. Dies ist vergleichbar mit der Parallelschaltung von Widerständen. Der Kehrwert des Gesamtwiderstandes ist gleich der Summe der Kehrwerte der Einzelwiderstände.

Eine Herleitung kann in [3] gefunden werden. Der Faktor  $k_r \cdot v_D$  wird auch als Schleifenverstärkung bezeichnet.

## 5.2 Der nicht-invertierende Impedanzwandler

Eine spezielle Variation der nicht-invertierenden OP-Grundschialtung erhält man durch vollständige Gegenkopplung, also  $k_r = 1$ . Dies erreicht man mit  $R_N = 0$  und durch Entfernen von  $R_1$ .



**Bild 5.2** Spannungsfolger / Impedanzwandler

Diese Schaltung nennt man **Spannungsfolger** in Anlehnung an den Emitterfolger (=Kollektorschaltung) bei bipolaren Transistoren, da die Ausgangsspannung der Eingangsspannung folgt.

Der **Eingangswiderstand** ist für Wechselgrößen wieder sehr hochohmig. Daher und wegen des niederen Ausgangswiderstandes wird die Schaltung vorwiegend als **Impedanzwandler** verwendet.

Der **Ausgangswiderstand** der gegengekoppelten Schaltung ist für Wechselgrößen:

$$R'_A = \frac{R_A}{v_D} \quad \text{Gl. (5.8)}$$

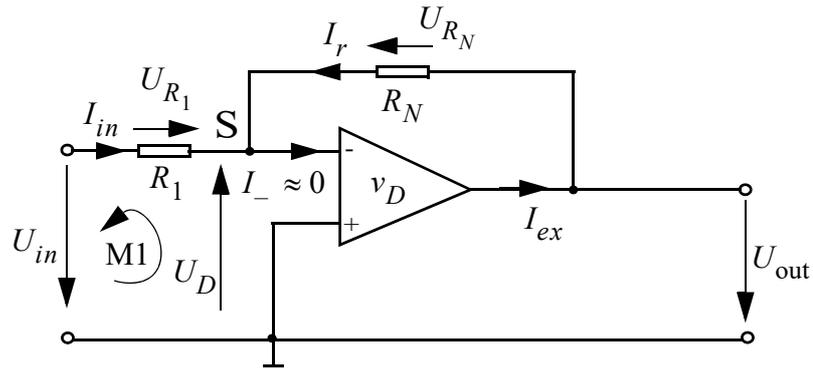
Hauptanwendungsgebiet des Impedanzwandlers ist die hochohmige Auskopplung von Sensorspannungen, deren Quelle nur wenige  $\mu\text{A}$  Strom liefern können. Operationsverstärker mit FET-Eingangsstufen erreichen Eingangswiderstände von  $10^{12}$  Ohm.

## 5.3 Der invertierende Spannungsverstärker mit Gegenkopplung

In Bild 5.3 ist die Grundschialtung des OP als invertierender Spannungsverstärker dargestellt. Zur Bestimmung der Verstärkung der gegen gekoppelten Schaltung kann wieder die Vereinfachung  $I_- \approx 0$  angesetzt werden. Stellt man für den **Summationspunkt**  $S$  die Knotenregel der verbleibenden beiden Ströme auf so erhält man:

$$I_{in} + I_r = 0 \quad \text{Gl. (5.9)}$$

### 5.3 Der invertierende Spannungsverstärker mit Gegenkopplung



**Bild 5.3** Invertierender OP

$I_{in}$  lässt sich über die Masche M1 und den Widerstand  $R_1$  bestimmen zu:

$$I_{in} = \frac{U_{R_1}}{R_1} = \frac{U_{in} + U_D}{R_1} \quad \text{Gl. (5.10)}$$

$I_r$  lässt sich über  $U_{out}$  und den Widerstand  $R_N$  bestimmen zu:

$$I_r = \frac{U_{R_N}}{R_N} = \frac{U_{out} + U_D}{R_N} \quad \text{Gl. (5.11)}$$

Mit der bekannten Beziehung  $U_D = \frac{U_{out}}{v_D}$  erhält man:

$$\frac{U_{in} + \frac{U_{out}}{v_D}}{R_1} + \frac{U_{out} + \frac{U_{out}}{v_D}}{R_N} = 0 \quad \text{Gl. (5.12)}$$

Aus Gl. (5.12) lässt sich durch Umformung die Übertragungsfunktion  $\frac{U_{out}}{U_{in}}$  ermitteln:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{-1}{\frac{1}{v_D} + \frac{R_1}{R_N} \cdot \left(1 + \frac{1}{v_D}\right)} \quad \text{Gl. (5.13)}$$

Wenn die Differenzverstärkung  $v_D$  nun sehr groß ist, können wieder folgende Vereinfachungen getroffen werden:  $\frac{1}{v_D} \approx 0$  und  $1 + \frac{1}{v_D} \approx 1$ . Gl. (5.13) vereinfacht sich nun zu:

## 5. Kapitel: Eigenschaften einfacher OP-Schaltungen

$$\boxed{\frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = -\frac{R_N}{R_1}} \quad \text{Gl. (5.14)}$$

Die Ausgangsspannung  $U_{\text{out}}$  des invertierenden Verstärkers ist also gegenphasig zur Eingangsspannung  $U_{\text{in}}$ , bedingt durch das negative Vorzeichen. Die **Spannungsverstärkung**  $v_r$  kann bei starker Gegenkopplung im Gegensatz zum nicht-invertierenden Verstärker auch Werte kleiner Eins annehmen, d. h. es können Signale abgeschwächt werden.

$$\boxed{v_r = -\frac{R_N}{R_1}} \quad \text{Gl. (5.15)}$$

Der **Eingangswiderstand**  $R_i$  bei starker Gegenkopplung ist für Wechselgrößen, ebenfalls in guter Näherung:

$$\boxed{R_i = \frac{\Delta U_{\text{in}}}{\Delta I_{\text{in}}} \approx R_1} \quad \text{Gl. (5.16)}$$

Dies wird anschaulich, wenn man die Beziehung  $U_D = \frac{U_{\text{out}}}{v_D}$  für ein sehr großes  $v_D$  betrachtet. Es gilt dann  $U_D \approx 0$ . D. h. der Summationspunkt S liegt auf einem virtuellen Massepotenzial.

Der **Ausgangswiderstand**  $R'_A$ , ebenfalls für starke Gegenkopplung bei Wechselgrößen, berechnet sich zu:

$$R'_A = -\frac{\Delta U_{\text{out}}}{\Delta I_{\text{out}}} \approx R_A \cdot \frac{\left(1 + \frac{R_N}{R_1}\right)}{\frac{R_N}{R_1} + v_D} \quad \text{bzw. für } |v_r| \gg 1: \quad R'_A \approx R_A \cdot \frac{-v_r}{v_D} \quad \text{Gl. (5.17)}$$

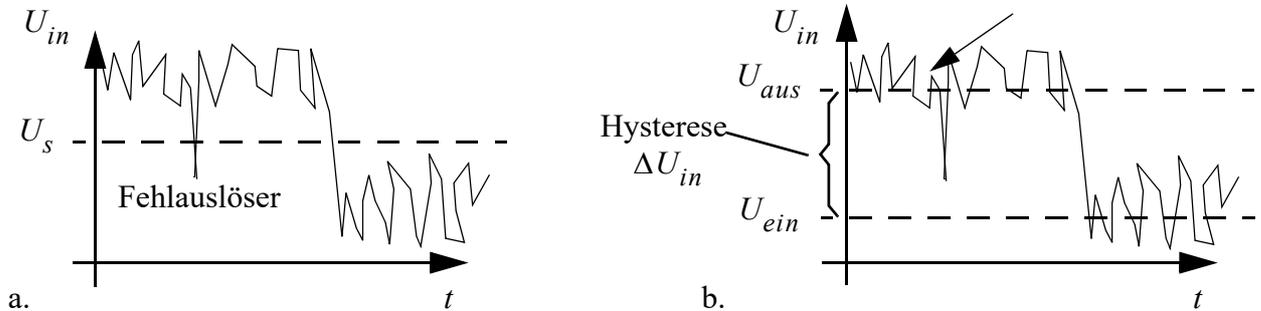
$R_A$  ist der Ausgangswiderstand des OP und kann dem Datenblatt entnommen werden. Die Herleitung von Gl. (5.17) findet man in [3].

### 5.4 Der Schmitt-Trigger – ein Schwellwertschalter mit Hysterese

Häufig stellt sich bei der Signalaufbereitung das Problem, dass das Messsignal beim Über- oder Unterschreiten einer gegebenen Spannungsschwelle  $U_s$  ein bestimmtes Ereignis auslösen soll. Ist das Messsignal nun gestört oder stark verrauscht, so kann es passieren, dass das Ereignis fälschlicherweise ausgelöst wird (s. Bild 5.4a). Dieses Problem der Fehlauflösung kann durch einen Schwellwertschalter mit Hysterese behoben werden, d. h. anstatt einer Schwelle sind nun zwei Schwellen vorhanden. Beim Unterschreiten der Schwelle  $U_{\text{ein}}$  wird das Ereignis ausgelöst. Der ausgelöste Zu-

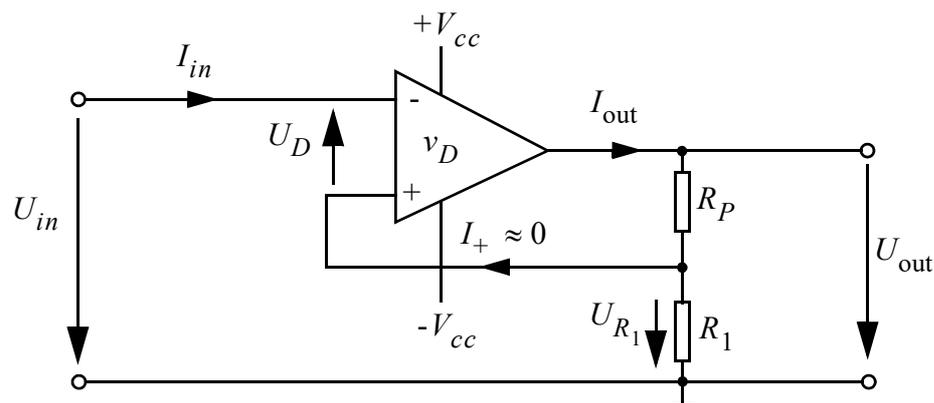
## 5.4 Der Schmitt-Trigger – ein Schwellwertschalter mit Hysterese

stand bleibt auch erhalten, wenn die Schwelle  $U_{ein}$  wieder überschritten wird. Erst nach Überschreiten der Schwelle  $U_{aus}$  wird auch das Ereignis wieder gelöscht. Der Bereich  $\Delta U_{in} = U_{aus} - U_{ein}$  wird Schalthysterese genannt.



**Bild 5.4** Schwellwertschalter ohne (a.) und mit (b.) Hysterese

Betreibt man einen Operationsverstärker in der mitkoppelnden Schaltung nach Bild 5.5, so wirkt die Schaltung als invertierender Schmitt-Trigger mit Hysterese.



**Bild 5.5** Invertierender Schmitt-Trigger

Wird an den Eingang der Schaltung die **negative** Spannung  $U_{in} = -V_{cc}$  angelegt, so gilt  $U_D = U_{R_1} + V_{cc}$ . Weiterhin gilt  $|U_{R_1}| < V_{cc}$ , da die Spannung über dem Widerstand  $R_1$  des Spannungsteilers  $R_P, R_1$  abfällt, die maximale Ausgangsspannung  $U_{out}$  aber stets kleiner der Versorgungsspannung des OP ist. D. h.  $U_D$  ist auf jeden Fall positiv und erzeugt am Ausgang des OP ein positives  $U_{out} = v_D \cdot U_D$ . Durch die Mitkopplung wächst die Ausgangsspannung auf den maximalen **positiven** Aussteuerbereich  $U_{out} = U_{max+}$ .

Am positiven Eingang des OP liegt nun die **positive** Spannung:

$$U_{Pmax} = \frac{R_1}{R_1 + R_P} \cdot U_{max+} \quad \text{Gl. (5.18)}$$

## 5. Kapitel: Eigenschaften einfacher OP-Schaltungen

Die Ausgangsspannung des OP ändert sich erst wieder, wenn die **positive** Spannung  $U_{in} > U_{Pmax}$  am Eingang angelegt wird. Es resultiert eine Differenzspannung  $U_D < 0$ , die zur **negativen** Ausgangsspannung  $U_{out} = v_D \cdot U_D$  führt. Durch die Mitkopplung wächst die Ausgangsspannung auf den maximalen **negativen** Aussteuerbereich<sup>4</sup>  $U_{out} = U_{max-}$ . Am positiven Eingang des OP liegt nun die **negative** Spannung:

$$U_{Pmin} = \frac{R_1}{R_1 + R_P} \cdot U_{max-} \quad \text{Gl. (5.19)}$$

Ein erneutes Kippen der Ausgangsspannung wird nur erreicht, wenn die **negative** Spannung  $U_{in} < U_{Pmin}$  an den Eingang gelegt wird.

Es ergeben sich somit die Schaltschwellen  $U_{ein}$ ,  $U_{aus}$  und die Schalthysterese  $\Delta U_{in}$  zu:

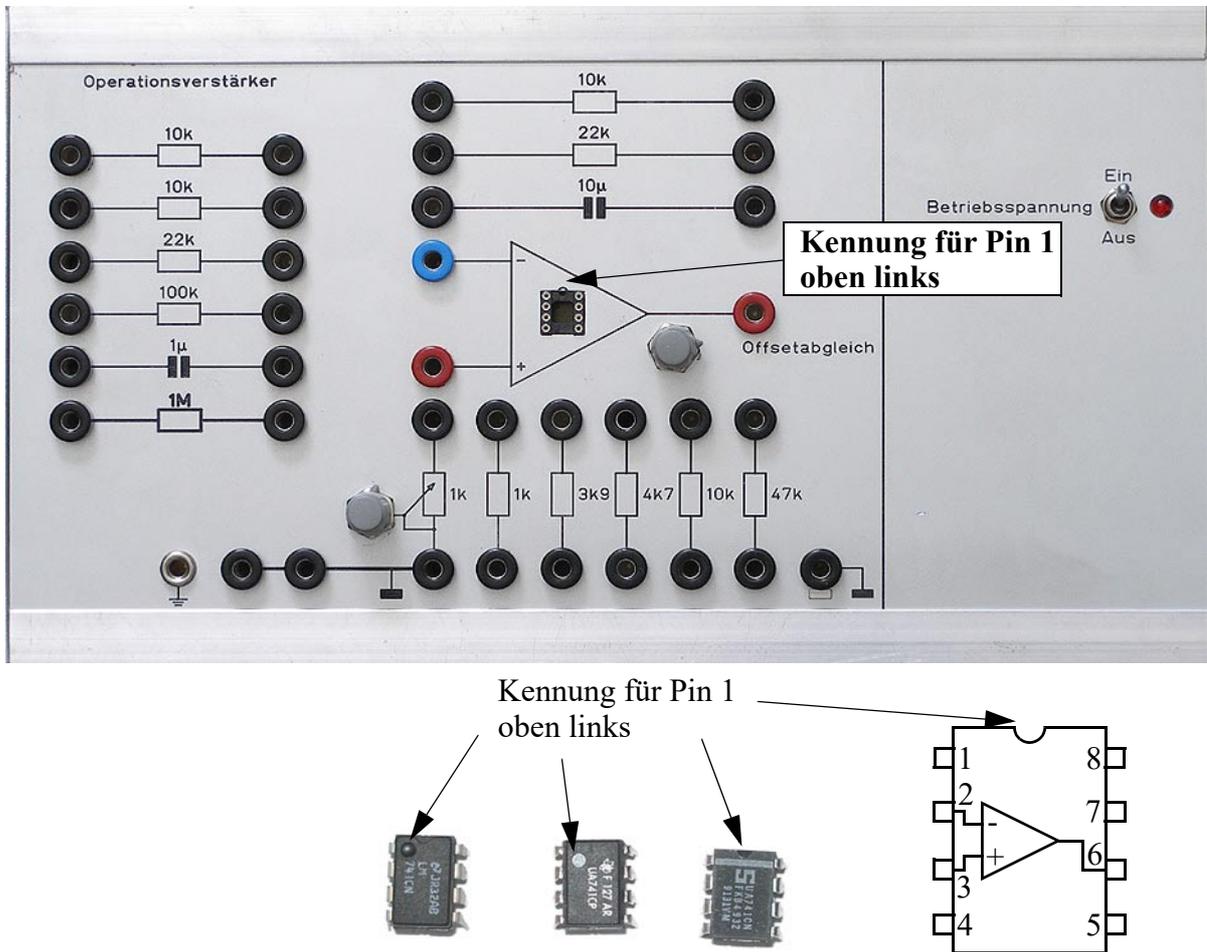
$U_{ein} = \frac{R_1}{R_1 + R_P} \cdot U_{max-}$	$\Delta U_{in} = \frac{R_1}{R_1 + R_P} \cdot (U_{max+} - U_{max-})$
$U_{aus} = \frac{R_1}{R_1 + R_P} \cdot U_{max+}$	

---

<sup>4</sup> Der Aussteuerbereich ist eine Eigenschaft des OP und ist im Datenblatt als  $V_{OM}$  spezifiziert.

## 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" eingeschaltet 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.

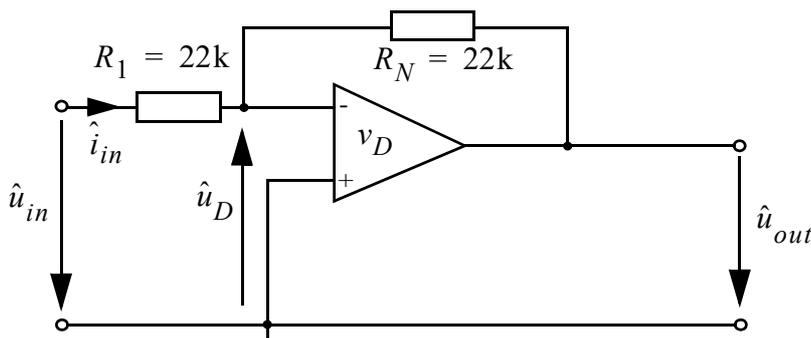
### 6.2 Aufgabe 2: Der Operationsverstärker als Inverter

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

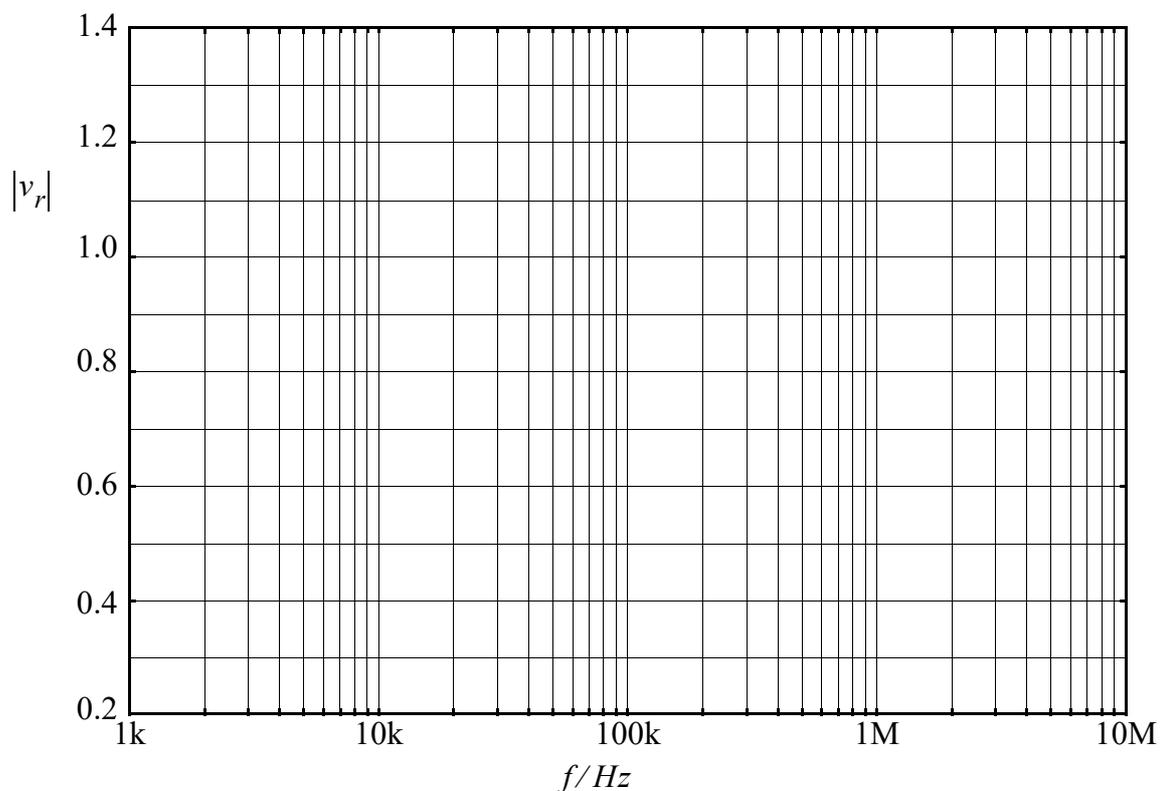
### 6.2.1 Aufgabe 2a: Frequenzgang der Inverterschaltung

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:**

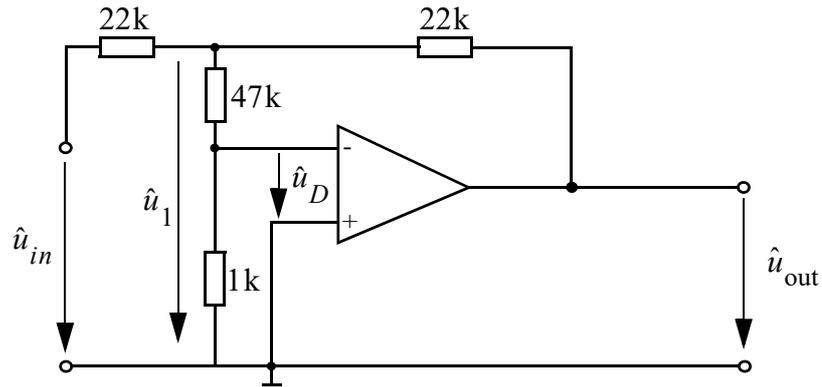
**6.2.2 Aufgabe 2b: Frequenzgang der Leerlauf-Differenzverstärkung**

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.

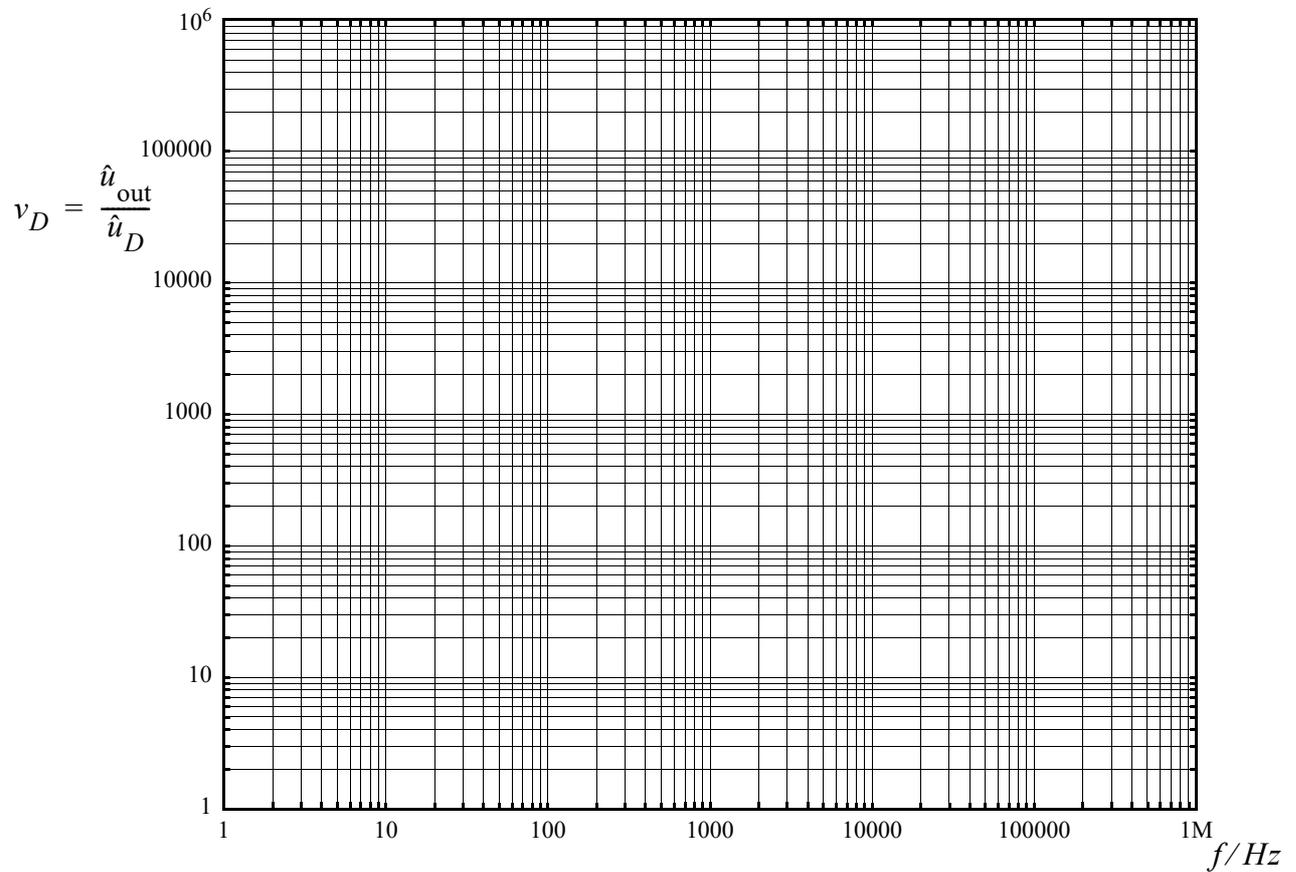
Welcher Zusammenhang besteht zwischen  $\hat{u}_D$  und  $\hat{u}_1$ ?

**Antwort:**

Verwenden Sie die konstante Eingangsamplitude  $\hat{u}_{in} \approx 3V$ . 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  $v_D$ .

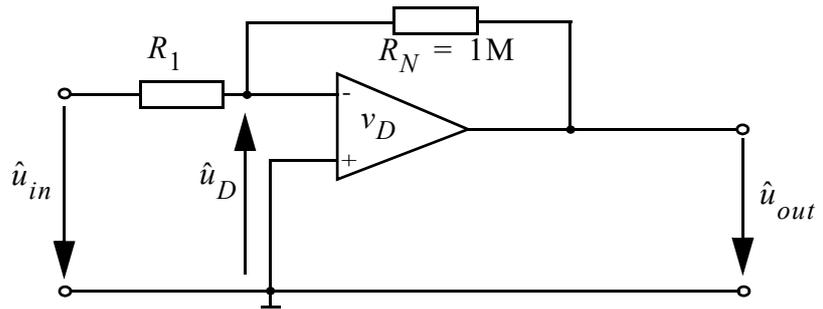
Ergänzen Sie ohne Messung die Kurve im Bereich 0 – 100Hz. Wie sind Sie vorgegangen? Vergleichen Sie Ihr Ergebnis mit dem Diagramm im Datenblatt.

**Antwort:**

### 6.3 Aufgabe 3: Frequenzgang des invertierenden Spannungsverstärkers

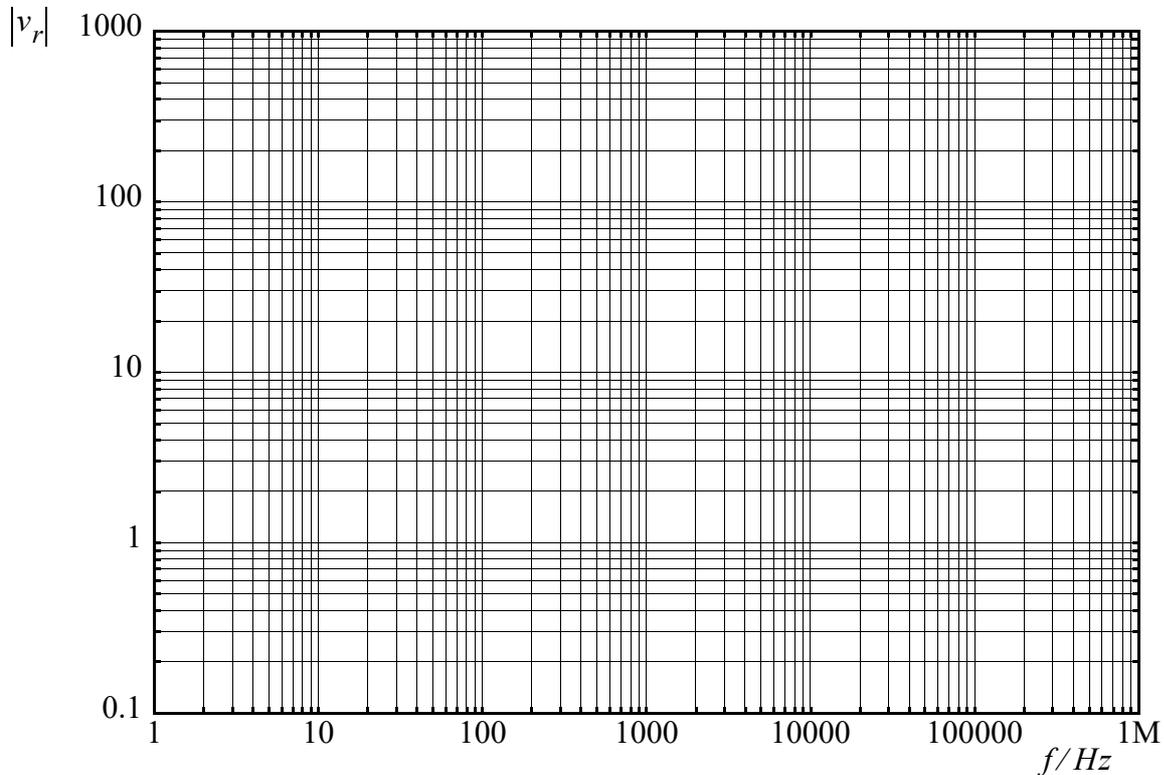
Untersuchen Sie den Einfluss der Gegenkopplung auf den Frequenzgang der Verstärkung des invertierenden Spannungsverstärkers. Verwenden Sie dazu die Schaltung nach Bild 6.6. Vermessen Sie den Frequenzgang  $v_r(f) = \hat{u}_{out} / \hat{u}_{in}$  für unterschiedliche Verstärkungen. **Tragen Sie die gemessenen 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?

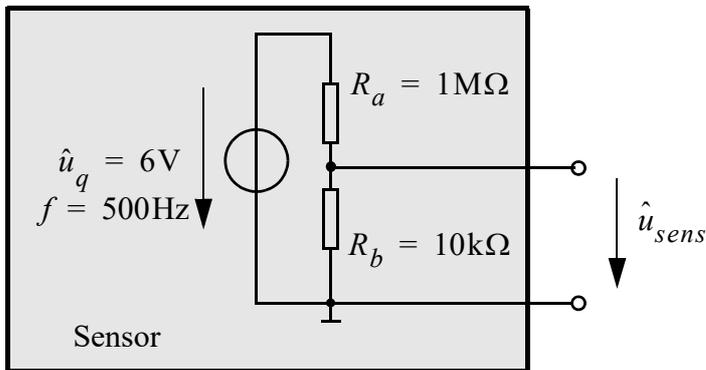
**Antwort:**

## 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

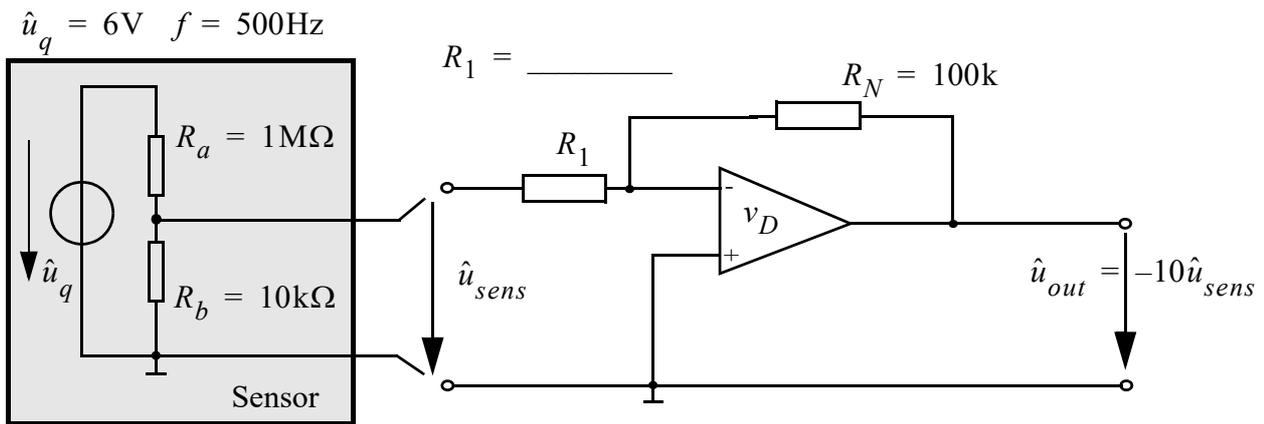
Bauen Sie die Schaltung auf und überprüfen Sie ihre Rechnung durch Messung der Ausgangsamplitude mit dem Oszilloskop. Als Quelle verwenden Sie den Funktionsgenerator mit einer offsetfreien symmetrischen Sinusspannung der Amplitude  $\hat{u}_q = 6V$  und  $f = 500Hz$ .

### 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:**

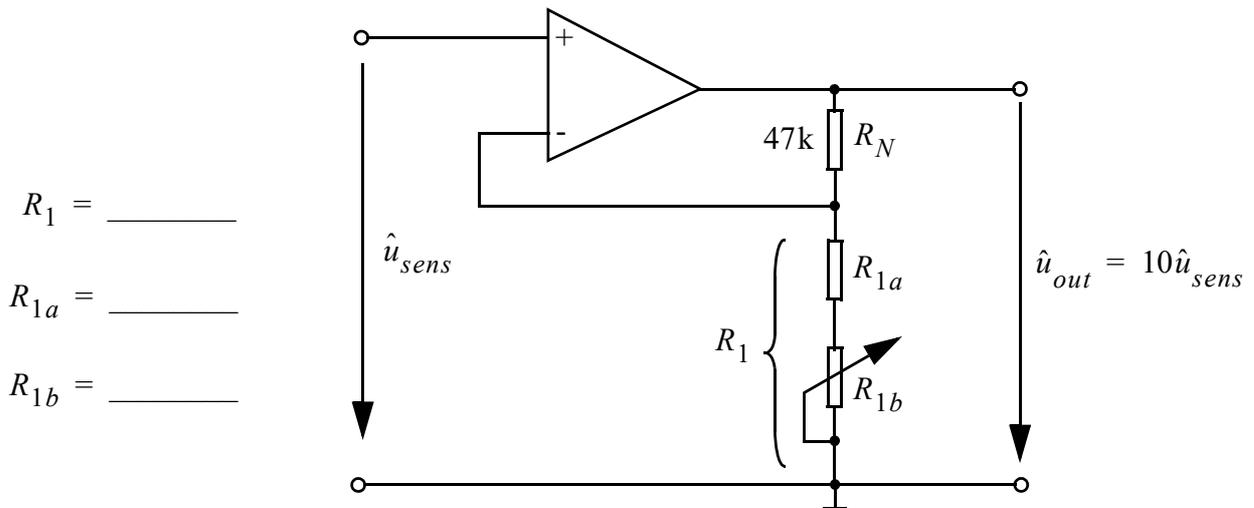
## 6.5 Aufgabe 5: Entwurf eines Schmitt-Trigger Schwellwertschalters

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:**

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



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

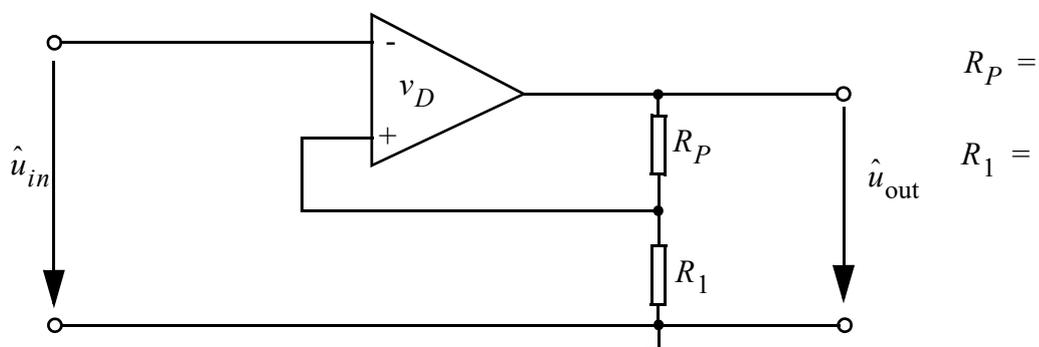
## 6.5 Aufgabe 5: Entwurf eines Schmitt-Trigger Schwellwertschalters

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

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 1kHz einspeisen. Variieren Sie die Amplitude.

**Dimensionierung der Widerstände:**

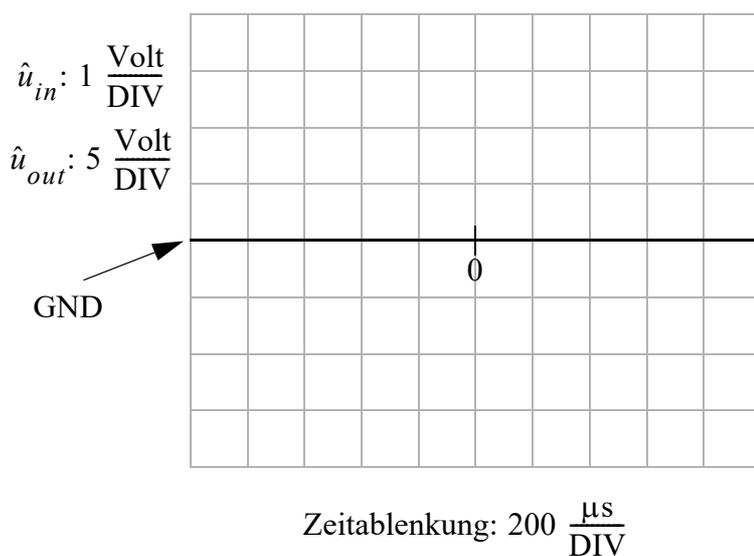


$$R_P =$$

$$R_1 =$$

**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-Krümeln.**

## 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 $\mu$ A741 (Auszug)

## $\mu$ A741, $\mu$ 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  $\mu$ A741

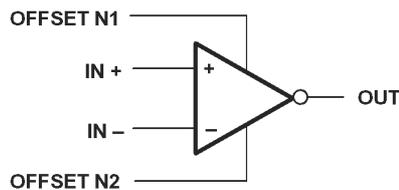
### description

The  $\mu$ A741 is a general-purpose operational amplifier featuring offset-voltage null capability.

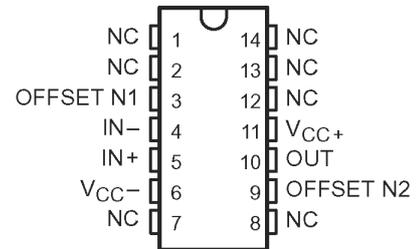
The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low value potentiometer may be connected between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

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

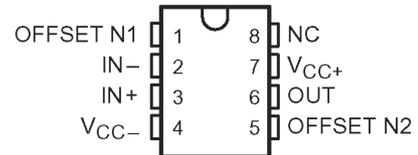
### symbol



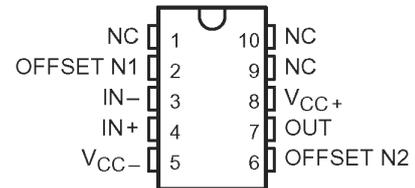
$\mu$ A741M . . . J PACKAGE  
(TOP VIEW)



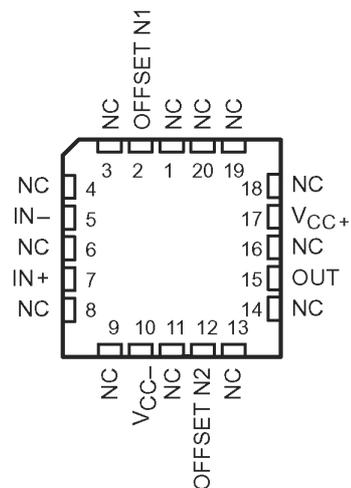
$\mu$ A741M . . . JG PACKAGE  
 $\mu$ A741C,  $\mu$ A741I . . . D, P, OR PW PACKAGE  
(TOP VIEW)



$\mu$ A741M . . . U PACKAGE  
(TOP VIEW)



$\mu$ 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		MΩ
$r_o$ 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	μV/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
	$C_L = 100\text{ pF}$ , See Figure 1							
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

$\mu$ A741,  $\mu$ A741Y  
GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS094B – NOVEMBER 1970 – REVISED SEPTEMBER 2000

TYPICAL CHARACTERISTICS

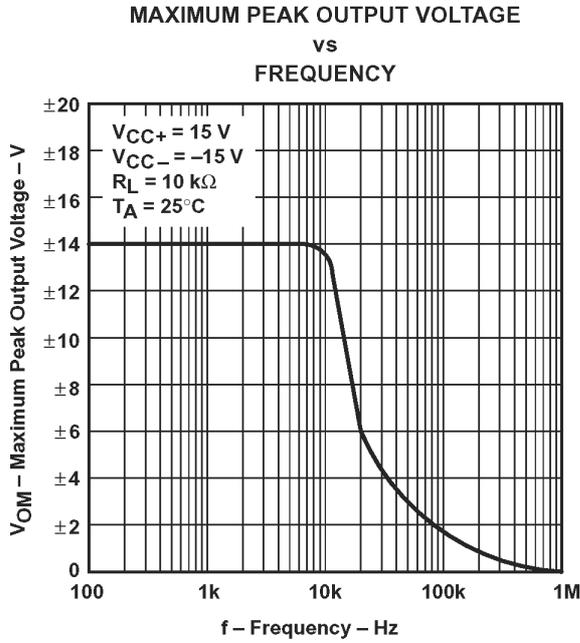


Figure 6

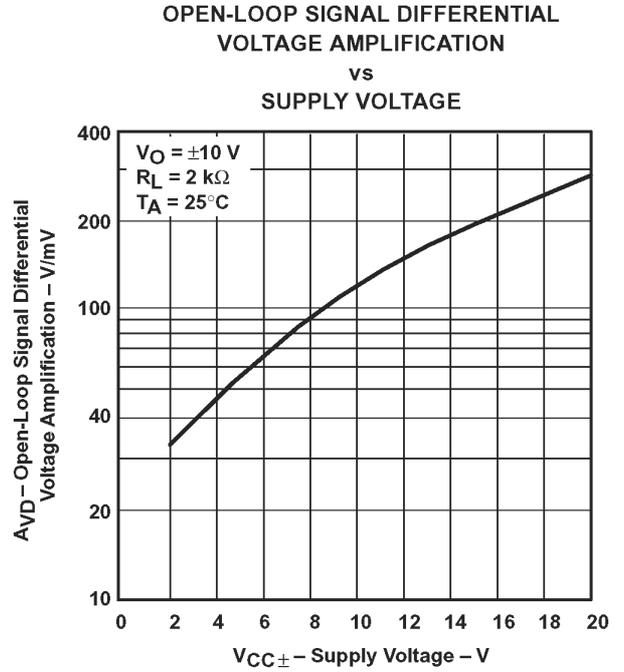
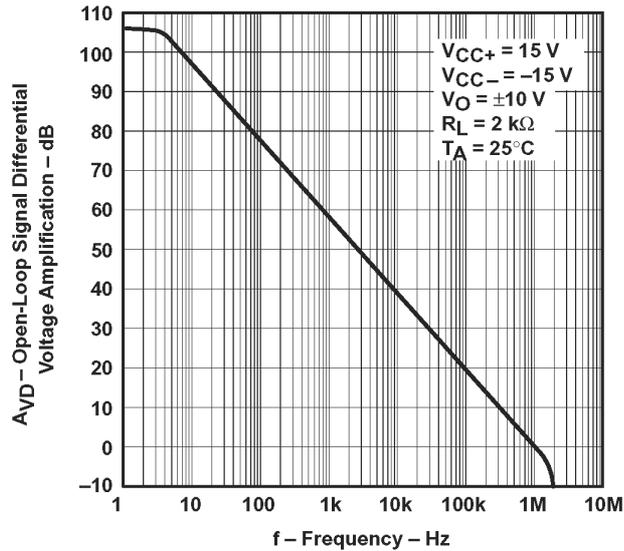


Figure 7

**OPEN-LOOP LARGE-SIGNAL DIFFERENTIAL  
VOLTAGE AMPLIFICATION  
vs  
FREQUENCY**



-

# Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

## Operationsverstärker II

- Signalaufbereitung
- Rechenschaltungen
- Fourieranalyse

von

**Dr.-Ing. A. Teltschik**

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Lernziele</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Literatur</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Geräte</b>	<b>3</b>
<b>4</b>	<b>Theoretische Grundlagen</b>	<b>4</b>
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
<b>5</b>	<b>Durchführung des Versuches</b>	<b>17</b>
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
	<b>ETGP - Versuchsfeedback</b>	<b>35</b>
	<b>Anhang A Auszug aus dem Datenblatt TL071</b>	<b>37</b>

# 1 Lernziele

In diesem Versuch werden Sie fortgeschrittene Operationsverstärker-Schaltungen sowie Grundlagen zur Fouriersynthese und Fourieranalyse behandeln. Nach der Durchführung des Versuches sollen Sie in der Lage sein Antworten auf folgende Fragen geben zu können:

- Was bedeutet Gegenkopplung?
- Wie sieht das Strukturbild des gegengekoppelten Verstärkers aus?
- Wie lautet die allgemeine Übertragungsfunktion des gegengekoppelten Verstärkers?
- Was ist die Schleifenverstärkung?
- Wie lautet das Stabilitätskriterium für den rückgekoppelten Operationsverstärker?
- Welchen Einfluss haben Schwankungen der Differenzverstärkung  $v_D(\omega)$  auf die Verstärkung  $v_r(\omega)$  des gegengekoppelten Verstärkers?
- Was versteht man unter Fouriersynthese bzw. Fourieranalyse?
- Was wird mit einem Frequenzspektrum dargestellt?
- Wie sieht die Schaltung des invertierenden Integrierers / Differenzierers aus und wie lautet die jeweilige komplexe Übertragungsfunktion?
- Wie sieht die Schaltung des invertierenden Addierers / Subtrahierers aus und wie lautet die jeweilige Verknüpfung der Ausgangsspannung mit den Eingangsspannungen?
- Mit welchen Fehlern müssen Sie bei der digitalen Erfassung analoger Signale rechnen?

# 2 Literatur

- [1] M. Siegel, E. Crocol  
Vorlesungsskript bis 2019 **Elektronische Schaltungen**, IMS, KIT
- [2] Erwin Böhmer, **Elemente der angewandten Elektronik**, Vieweg Verlag
- [3] Tietze, Schenk, **Halbleiter Schaltungstechnik**, Springer Verlag
- [4] Lothar Papula, **Mathematische Formelsammlung für Naturwissenschaftler und Ingenieure**, Vieweg Verlag, Kapitel: Fourier-Reihen
- [5] Anleitung zum Programm Scope im vorderen Teil des ETGP-Skripts

# 3 Geräte

- 2 Kanal Oszilloskop, HM1500-2, 150 MHz
- 5 Messkabel BNC-Bananenstecker
- 2 Funktionsgeneratoren GWINSTEK SFG-2110
- 1 Messbox: Operationsverstärker
- Vorrat an OP-Amps: TL071
- 1 PC mit Messkarte und I/O-Anschlussbox

## 4 Theoretische Grundlagen

### 4.1 Einleitung

Durch den stetig fallenden Preis bei gleichzeitig immer höherer Leistungsfähigkeit von Mikrocontrollern erfolgt die elektronische Signalverarbeitung heute mit hoher Genauigkeit digital. Die klassischen, analogen Rechenschaltungen werden kaum mehr für die Signalverarbeitung verwendet. Allerdings müssen die in der Regel analog anfallenden Sensorsignale erst in eine für den Mikrocontroller verwertbare, digitale Form gebracht werden. Analoge Messwerte müssen in einem Analog-Digital-Umsetzer (ADC<sup>1</sup>) in digitale Form gebracht werden. Die Signalanpassung auf eine für den ADC verwertbare Form erfolgt in der Regel mittels vorgeschalteter Operationsverstärker.

In diesem Versuch werden einige Schaltungen zur Signalanpassung vorgestellt. Dabei soll besonders das jeweilige Prinzip verdeutlicht werden. Eine vollständige Herleitung der Übertragungsfunktionen wird nur teilweise gegeben. Nähere Einzelheiten findet man z. B. in [3].

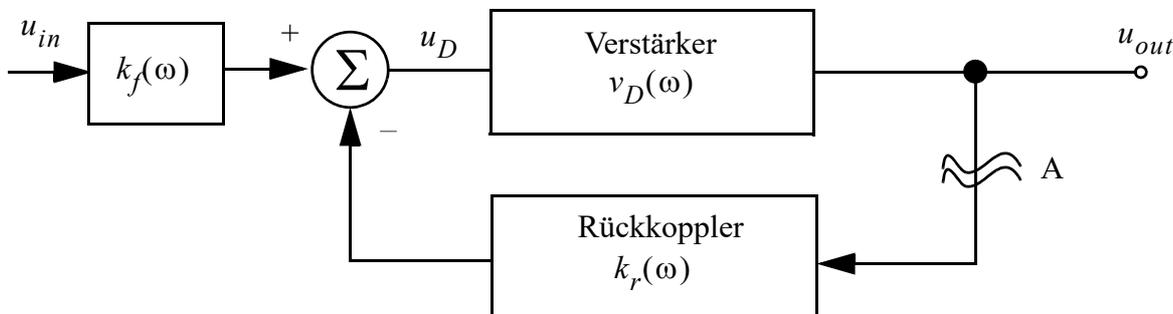
**Die grundlegenden Eigenschaften des Operationsverstärkers entnehmen Sie bitte der Anleitung zum Versuch Operationsverstärker I.**

### 4.2 Gegenkopplung, Schleifenverstärkung, Phasendrehung, Stabilität

Bild 4.1 stellt den einfachen Regelkreis eines Spannungsverstärkers dar, der zunächst noch kein Operationsverstärker sein muss. Die Eingangsspannung  $u_{in}$  wird über den Einkoppelfaktor  $k_f(\omega)$  auf eine Summationsstelle gegeben. Die Ausgangsspannung  $u_{out}$  wird über die Rückführung  $k_r(\omega)$  von der skalierten Eingangsspannung abgezogen und liefert  $u_D$  am Verstärkereingang. Wirkt die rückgekoppelte Größe entgegen – zu erkennen am Minuszeichen an der Summationsstelle – der Eingangsgröße spricht man von **Gegenkopplung**.

Für den Verstärker gilt:  $v_D(\omega) = u_{out}/u_D$ . Gesucht ist die Verstärkung der Gesamtanordnung mit wirksamer Rückkopplung:

$$v_r(\omega) = u_{out}/u_{in} \quad \text{Gl. (4.1)}$$



**Bild 4.1** Strukturbild: Gegengekoppelter Verstärker

<sup>1</sup> ADC: engl. Analog-Digital-Converter

Am Summationspunkt gilt:

$$u_D = k_f \cdot u_{in} - k_r \cdot u_{out} \quad \text{Gl. (4.2)}$$

$$v_D(\omega) = u_{out} / u_D \quad \text{Gl. (4.3)}$$

Für die Verstärkung bei wirksamer Gegenkopplung ergibt sich durch Umstellen von Gl. (4.2) nach  $u_{in}$  und einsetzen in Gl. (4.1) :

$$v_r(\omega) = \frac{u_{out}}{u_{in}} = \frac{k_f(\omega) \cdot u_{out}}{u_D + k_r(\omega) \cdot u_{out}} \quad \text{Gl. (4.4)}$$

Dividiert man Zähler und Nenner durch  $u_D$ , so liefert dies mit Gl. (4.3) die allgemeine **Übertragungsfunktion** des gegengekoppelten Verstärkers:

$$v_r(\omega) = \frac{k_f(\omega) \cdot u_{out} / u_D}{1 + k_r(\omega) \cdot u_{out} / u_D} \quad \text{bzw.} \quad \boxed{v_r(\omega) = \frac{k_f(\omega) \cdot v_D(\omega)}{1 + k_r(\omega) \cdot v_D(\omega)}} \quad \text{Gl. (4.5)}$$

Die Größe  $k_r \cdot v_D$  im Nenner von  $v_r(\omega)$  ist die **Schleifenverstärkung**  $g(\omega)$  des rückgekoppelten Verstärkers. Sie wird an Hand von Bild 4.1 deutlich: Trennt man die Rückkopplungsschleife bei A auf, speist in den Rückkoppler ein und misst  $u_{out}$ , wobei  $u_{in}$  am Eingang gleich null sei, dann erkennt man, dass die Verstärkung in der Schleife<sup>2</sup>

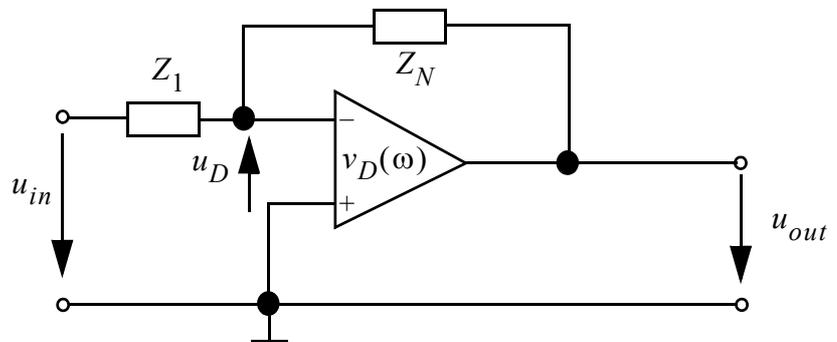
$$\boxed{g(\omega) = k_r(\omega) \cdot v_D(\omega)} \quad \text{Gl. (4.6)}$$

ist. Falls die Schleifenverstärkung  $|g| \gg 1$  ist, gilt in guter Näherung:

$$v_r(\omega) \approx \frac{k_f(\omega)}{k_r(\omega)} \quad \text{Gl. (4.7)}$$

Ist die Schleifenverstärkung  $|k_r \cdot v_D| \ll 1$ , dann gilt:  $v_r(\omega) \approx k_f \cdot v_D(\omega)$ .

**Bild 4.2** Invertierender Verstärker



<sup>2</sup>. Die Phasendrehung durch das negative Vorzeichen am Summationspunkt wird hier nicht berücksichtigt.

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

In Bild 4.2 ist die Grundsaltung des invertierenden Operationsverstärkers dargestellt. Es handelt sich um einen gegengekoppelten Verstärker. Zur Herleitung der Regelkreisparameter  $k_r$  und  $k_f$  verwendet man die Überlagerungsmethode der komplexen Wechselstromrechnung, bei der im ersten Schritt  $u_{in} = 0$  gesetzt wird, um  $u_D(u_{out})$  zu bestimmen. Im zweiten Schritt wird  $u_{out} = 0$  gesetzt um  $u_D(u_{in})$  zu bestimmen.  $Z_N$  und  $Z_1$  seien komplexe Impedanzen.

Addiert man beide Ergebnisse so erhält man:

$$\begin{aligned} u_D &= u_D(u_{in}) + u_D(u_{out}) \\ u_D &= \frac{-Z_N}{Z_1 + Z_N} \cdot u_{in} + \frac{-Z_1}{Z_1 + Z_N} \cdot u_{out} \end{aligned} \quad \text{Gl. (4.8)}$$

Der Koeffizientenvergleich mit Gl. (4.2) führt zu den gesuchten Parametern:

$$\boxed{k_f = -\frac{Z_N}{Z_1 + Z_N}}, \quad \boxed{k_r = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_N}} \quad \text{Gl. (4.9)}$$

Mittels Gl. (4.5) lässt sich die Übertragungsfunktion bestimmen:

$$v_r(\omega) = \frac{u_{out}}{u_{in}} = \frac{-\frac{Z_N}{Z_1 + Z_N} \cdot v_D(\omega)}{1 + \frac{Z_1}{Z_1 + Z_N} \cdot v_D(\omega)} = \frac{-Z_N \cdot v_D(\omega)}{Z_1 + Z_N + Z_1 \cdot v_D(\omega)} = \frac{-Z_N}{\frac{Z_1 + Z_N}{v_D(\omega)} + Z_1} \quad \text{Gl. (4.10)}$$

Ist die Differenzverstärkung  $v_D(\omega) \gg Z_1 + Z_N$ , vereinfacht sich Gl. (4.10) zur bekannten Übertragungsfunktion für den invertierenden Verstärker:

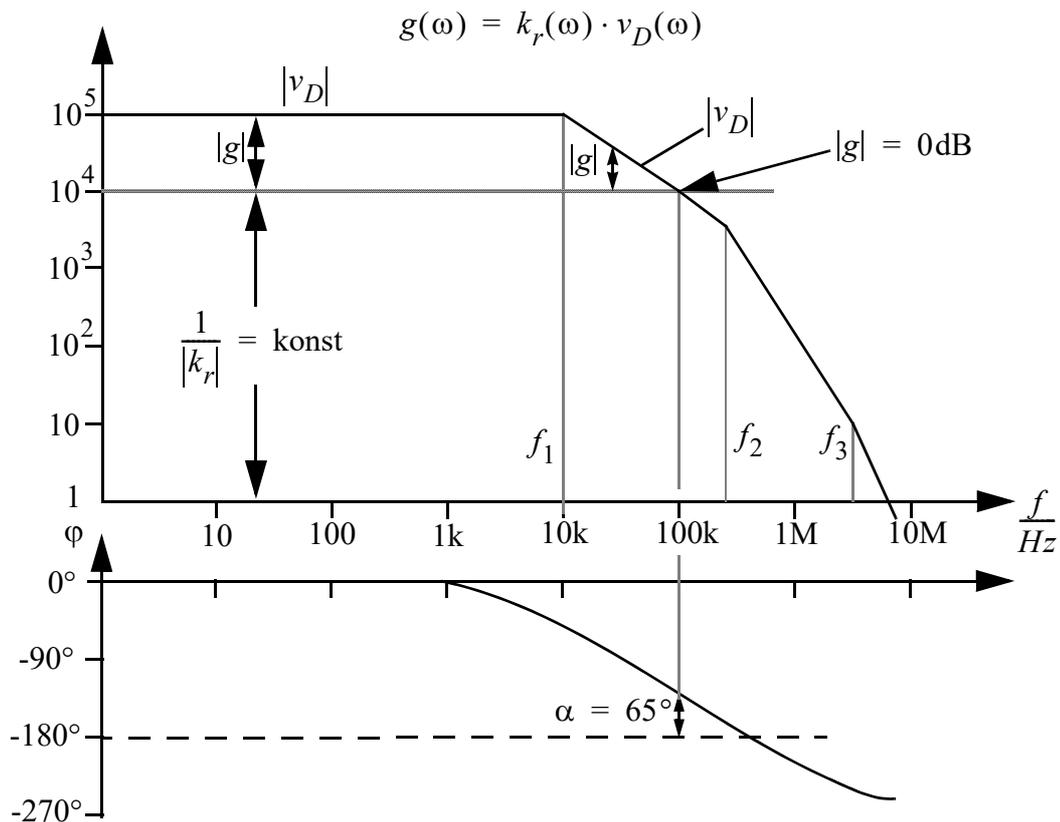
$$\boxed{v_r(\omega) = \frac{u_{out}}{u_{in}} = -\frac{Z_N}{Z_1}} \quad \text{Gl. (4.11)}$$

Für die Schleifenverstärkung der invertierenden Verstärkerschaltung gilt:

$$g(\omega) = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_N} \cdot v_D(\omega) \quad \text{Gl. (4.12)}$$

Für die weiteren Betrachtungen ist vor allem die Rückführung der Ausgangsspannung interessant, da diese über die Stabilität des Regelkreises entscheidet. In Bild 4.3 ist der typische Amplituden- und Phasengang eines Operationsverstärkers dargestellt. Grundsätzlich zeigt jeder Operationsverstärker ein Tiefpassverhalten ähnlich dem eines RC-Gliedes, wobei sich das Verhalten durch einen oder mehrere in Serie geschaltete, entkoppelte Tiefpässe modellieren lässt. D. h. die Differenzverstärkung von  $v_D$  fällt ab der ersten Grenzfrequenz  $f_1$  mit 20dB pro Dekade, ab der zweiten Grenzfrequenz  $f_2$  mit 40dB pro Dekade usw. Zusätzlich zur Dämpfung bewirkt ein Tiefpass eine **Phasendrehung** des

Eingangssignales. An der ersten Knickstelle  $f_1$  beträgt die Phasendrehung  $-45^\circ$ . Die *maximale* Phasendrehung pro Tiefpass beträgt  $-90^\circ$ . Somit kann das Signal durch drei Tiefpässe eine Phasendrehung von bis zu  $-270^\circ$  erfahren. Kritisch sind Phasendrehungen ab  $-180^\circ$ , da dann die Gegenkopplung des Regelkreises in eine Mitkopplung umschlägt und der Regelkreis instabil werden kann. Enthält der Rückkoppelzweig  $k_r$  zusätzlich noch phasendrehende Komponenten, so kann das System auch schon bei niedrigeren Frequenzen instabil werden. Das Stabilitätsverhalten des Regelkreises kann über die Schleifenverstärkung  $g$  bestimmt werden.



**Bild 4.3** Beispiel der Phasenreserve einer Operationsverstärkerschaltung mit frequenzunabhängigem Rückkoppelzweig:  $k_r(\omega) = k_r = \text{konst}$

Die Schleifenverstärkung setzt sich nach Gl. (4.12) aus dem Produkt des Rückkopplungsfaktor  $k_r(\omega)$  und der Differenzverstärkung  $v_D(\omega)$  zusammen. In logarithmischer Darstellung wird aus der Multiplikation eine Addition. In Dezibel (dB) ausgedrückt errechnet sich die Schleifenverstärkung somit zu:

$$\frac{|g|}{dB} = \frac{|v_D|}{dB} + \frac{|k_r|}{dB} \quad \text{bzw.} \quad \frac{|g|}{dB} = \frac{|v_D|}{dB} - \frac{1/|k_r|}{dB} \quad \text{Gl. (4.13)}$$

**Stabilitätskriterium:**

Der Operationsverstärker ist stabil, wenn bei einer Phasendrehung von  $\phi = -180^\circ$  der Betrag der Schleifenverstärkung  $|g| = |k_r \cdot v_D(\omega)| < 1$  ist.

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Um dies zu prüfen, sucht man im Amplitudengang die Frequenz, an der  $|g| = 1$  bzw.  $|g|/dB = 0$  ist. Dies ist genau im Schnittpunkt von  $|v_D|$  und  $1/|k_r|$  der Fall. Anschließend wird bei dieser Frequenz die Phasendrehung abgelesen. Diese hat im Beispiel erst  $\varphi = -115^\circ$  erreicht. Der Verstärker ist also stabil.

Sind die Impedanzen  $Z_1$  und  $Z_N$  ohmsche Widerstände, so ist  $1/|k_r|$  konstant, wie im Beispiel in Bild 4.3. Sind kapazitive bzw. induktive Anteile Bestandteil der Impedanzen, so ergibt sich ein frequenzabhängiger Verlauf von  $1/|k_r|$ .

Aufgrund von Bauteilungenauigkeiten oder der Temperaturdrift von Bauelementen kann sich die Phasenverdrehung jedoch leicht ändern. Daher darf ein OP nur so stark gegengekoppelt werden, dass im Phasengang noch eine Art Respektabstand – eine **Phasenreserve**  $\alpha$  – gegenüber  $\varphi = -180^\circ$  bestehen bleibt. Im obigen Beispiel beträgt diese Phasenreserve  $\alpha = 65^\circ$ . Die Größe der Phasenreserve ist ein Designkriterium und wird vom Entwicklungsingenieur definiert. Hat er sich mit Hilfe des Frequenzganges aus dem Datenblatt auf einen Wert festgelegt, so folgt damit unmittelbar die Beschränkung für die maximale Rückkopplung  $k_r$ . Im Beispiel aus Bild 4.3 folgt  $|k_r| \leq 10^{-4}$ . Da  $k_r$  im Fall des invertierenden Operationsverstärkers aus den Impedanzen  $Z_1$  und  $Z_N$  bestimmt wird, liefert die Wahl der Phasenreserve auch eine Einschränkung für die Wahl der Impedanzen:

$$|k_r| = \left| \frac{Z_1}{Z_1 + Z_N} \right| \leq 10^{-4} \quad \text{Gl. (4.14)}$$

Bei hochfrequenten Anwendungen hat man nicht immer die Möglichkeit einen Operationsverstärker ausschließlich im Bereich der konstanten Differenzverstärkung zu betreiben. In diesem Fall ist von besonderem Interesse, welchen Einfluss die frequenzabhängige Änderung der Differenzverstärkung  $v_D$  nach der ersten Grenzfrequenz auf die Verstärkung  $v_r$  des rückgekoppelten Systems hat.

Ausgehend von Gl. (4.10) gilt für den Kehrwert der Verstärkung:

$$\frac{1}{v_r(\omega)} = \frac{u_{in}}{u_{out}} = -\frac{Z_1 + Z_N + Z_1 \cdot v_D(\omega)}{Z_N \cdot v_D(\omega)} = -\left( \frac{Z_1}{Z_N \cdot v_D(\omega)} + \frac{Z_N + Z_1 \cdot v_D(\omega)}{Z_N \cdot v_D(\omega)} \right) \quad \text{Gl. (4.15)}$$

Die Zerlegung des zweiten Summanden liefert dann:

$$\frac{1}{v_r(\omega)} = -\left( \frac{Z_1}{Z_N} \cdot \frac{1}{v_D(\omega)} + \frac{1}{v_D(\omega)} + \frac{Z_1}{Z_N} \right) = -\left( \frac{1}{v_D(\omega)} + \frac{Z_1}{Z_N} \cdot \underbrace{\left( 1 + \frac{1}{v_D(\omega)} \right)}_{\cong 1} \right) \quad \text{Gl. (4.16)}$$

Da selbst nach der ersten Knickfrequenz die Differenzverstärkung  $v_D(\omega) \gg 1$  ist, kann der innere Klammerausdruck in guter Näherung zu Eins gesetzt werden.

Weiterhin lässt sich der Quotient  $Z_1/Z_N$  durch die Regelkreisparameter  $k_r$  und  $k_f$  ausdrücken. Gl. (4.16) erhält damit folgende Gestalt:

$$\frac{1}{v_r(\omega)} = -\left(\frac{1}{v_D(\omega)} - \frac{k_r}{k_f}\right) \quad \text{bzw.} \quad \boxed{v_r(\omega) = \frac{k_f \cdot v_D(\omega)}{k_r \cdot v_D(\omega) - k_f}} \quad \text{Gl. (4.17)}$$

Differenziert man Gleichung Gl. (4.17) nach  $v_D$  führt dies zu:

$$\frac{\partial v_r}{\partial v_D} = -\frac{k_f^2}{(k_r \cdot v_D - k_f)^2} = -\frac{(k_f \cdot v_D)^2}{\underbrace{(k_r \cdot v_D - k_f)^2}_{= v_r^2}} \cdot \frac{1}{v_D^2} \quad \text{Gl. (4.18)}$$

Nach der Erweiterung mit  $v_D^2$  lässt sich der erste Faktor in Gl. (4.18) durch Gl. (4.17) ersetzen:

$$\frac{\partial v_r}{\partial v_D} = -\frac{v_r^2}{v_D^2} \quad \text{bzw.} \quad \frac{\Delta v_r}{\Delta v_D} \approx -\frac{v_r^2}{v_D^2} \quad \text{Gl. (4.19)}$$

Drückt man die Differenziale durch kleine Änderungen  $\Delta v_r$  und  $\Delta v_D$  aus, so ergibt sich folgende Beziehung für die relative Änderung der Verstärkungen:

$$\boxed{\frac{\Delta v_r}{v_r} \approx -\frac{v_r}{v_D} \cdot \frac{\Delta v_D}{v_D}} \quad \text{Gl. (4.20)}$$

**Beispiel:**

Ein Operationsverstärker habe die Gleichspannungs-Leerlaufverstärkung  $v_D = 10^5$ . Durch die Beschaltung als invertierender Verstärker wird die Spannungsverstärkung auf  $v_r = -1000$  eingestellt. Bei einer höheren Frequenz oder durch Temperatureinflüsse ändert sich die Differenzverstärkung  $v_D$  um 20%.

*Frage:* Wie wirkt sich dies auf die Verstärkung  $v_r$  des rückgekoppelten Systems aus?

*Antwort:* 
$$\frac{\Delta v_r}{v_r} = \frac{-1000}{10^5} \cdot 20\% = 0.01 \cdot 20\% = 0.2\%$$

Man erkennt, dass der gegengekoppelte Verstärker deutlich unempfindlicher gegenüber Schwankungen der Differenzverstärkung ist und damit eine bessere Linearität der Übertragungskennlinie liefert. Schwankungen der Differenzverstärkung werden um den Faktor  $|v_r/v_D|$  reduziert.

### 4.3 Invertierender Integrator

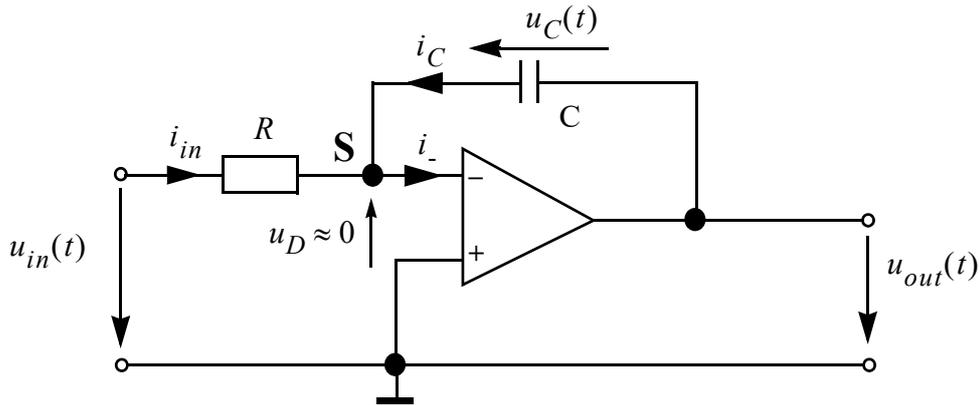


Bild 4.4 Umkehrintegrator

Bild 4.4 zeigt die Schaltung eines Umkehrintegrators. Wie im Versuch Operationsverstärker I kann  $u_D \approx 0$  gesetzt werden, so dass der Knoten S ein virtuelles Nullpotential darstellt. Weiterhin sei der Eingangsstrom  $i_-$  vernachlässigbar klein. Für die Ströme im Knoten S gilt somit:

$$i_{in}(t) + i_C(t) = 0 \quad \text{Gl. (4.21)}$$

Mit den Bauteilbeziehungen  $i_{in}(t) \approx \frac{u_{in}(t)}{R}$ ,  $i_C(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt}$  und  $u_C(t) \approx u_{out}(t)$  erhält man:

$$\frac{u_{in}(t)}{R} + C \cdot \frac{du_{out}(t)}{dt} = 0 \quad \text{Gl. (4.22)}$$

Umstellen nach  $u_{out}(t)$  und anschließendes Integrieren liefert:

$$u_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \cdot \int_{t_0}^t u_{in}(t) dt + u_{out}(t_0) \quad \text{Gl. (4.23)}$$

Die Ausgangsspannung ist proportional zum negativen, zeitlichen Integral der Eingangsspannung.

**Beispiel:**  $u_{in}(t) = \hat{u}_{in} \cdot \sin(\omega t)$ ,  $u_{out}(t_0) = 0$  ergibt:  $u_{out}(t) = \underbrace{-\frac{\hat{u}_{in}}{\omega RC}}_{= \hat{u}_{out}} \cdot \cos(\omega t)$ .

Für die Verstärkung als Verhältnis zwischen Ausgangs- und Eingangsamplituden ist daher

$$|v_R| = \left| \frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}} \right| = \frac{1}{\omega RC} \quad \text{analog die komplexe Übertragungsfunktion: } \boxed{\frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{1}{j\omega RC}} \quad \text{Gl. (4.24)}$$

Der Integrierer zeigt demnach eine mit  $1/\omega$  frequenzabhängige Verstärkung. Niedrige Frequenzen für die gilt  $\omega RC < 1$  werden verstärkt, hohe Frequenzen werden abgeschwächt.

In doppellogarithmischem Papier erhält man eine um  $-20\text{dB}/\text{Dekade}$  mit  $\omega$  abfallende Gerade, die für den Integrierer und sein Tiefpassverhalten typisch ist.

Problematisch beim Integrierer sind Eingangssignale die gleichspannungsbehaftet sind, da diese Gleichspannung ebenfalls integriert wird und somit bereits nach kurzer Zeit den Operationsverstärker in seine Aussteuergrenzen fährt.

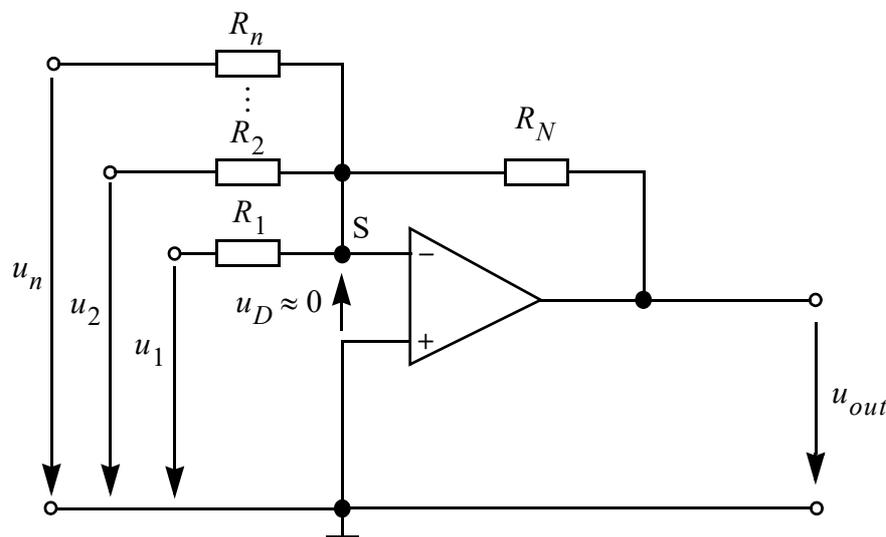
Bei **realen Operationsverstärkern** tritt durch die Offsetspannung  $U_{\text{off}}$  ein Fehlstrom im Kondensator C auf, was ebenfalls dazu führt, dass der Operationsverstärker in seine Aussteuergrenzen fährt. Um dies zu kompensieren besitzen Präzisions-Operationsverstärker eine spezielle Offsetkompensation. Über ein Potentiometer ist es möglich einen Offsetabgleich durchzuführen.

#### 4.4 Umkehraddierer

Schaltet man einen Operationsverstärker als Umkehrverstärker, so kann man ihn als Umkehraddierer verwenden. Bild 4.5 zeigt die zugehörige Schaltung. In S kann wiederum ein virtuelles Nullpotential angenommen werden, da  $u_D \approx 0$ . Die Ausgangsspannung lässt sich mit der Überlagerungsmethode berechnen:

$$u_{\text{out}} = -\left(\frac{R_N}{R_1}u_1 + \frac{R_N}{R_2}u_2 + \dots + \frac{R_N}{R_n}u_n\right)$$

Gl. (4.25)



**Bild 4.5** Schaltung des Umkehraddierers

Die Funktionsweise des Umkehraddierers werden Sie am Beispiel der Fouriersynthese kennenlernen. Eine kurze Einführung in die Fourieranalyse und -synthese finden Sie daher in Abschnitt 4.7 auf Seite 14.

## 4.5 Subtrahierer

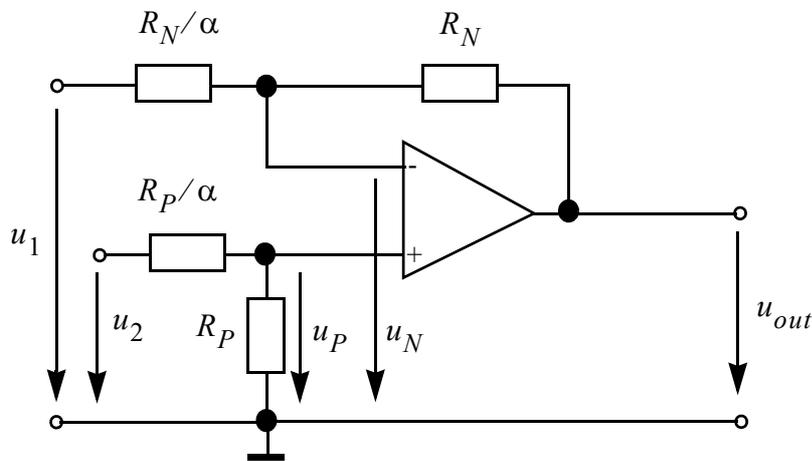
Die Ausgangsspannung für die Subtrahierschaltung aus Bild 4.6 berechnet sich zu:

$$u_{out} = \alpha \cdot (u_2 - u_1) \quad \text{Gl. (4.26)}$$

Die Herleitung erfolgt mit der Überlagerungsmethode, indem Ausdrücke für  $u_P$  und  $u_N$  abgeleitet werden und diese dann in die Beziehung

$$u_{out} = v_D \cdot (u_P - u_N) \quad \text{Gl. (4.27)}$$

eingesetzt werden.



**Bild 4.6** Subtrahierschaltung

Im Gegensatz zu den vorangegangenen Schaltungen, bei denen stets ein Eingang des Operationsverstärkers auf Masse verbunden wurde, werden nun beide Eingänge über Widerstandsnetze mit den Eingangssignalen  $u_1$  bzw.  $u_2$  verbunden. Die Schaltung wird also im Gleichtakt angesteuert.

Damit der Fehler durch den Operationsverstärker vernachlässigbar gering ist, muss dieser über eine hohe ( $>50$ dB) Gleichtaktunterdrückung (CMRR<sup>3</sup>) verfügen (s. Versuch OP I).

Verwendet man mehrere Widerstände  $R_P/\alpha$  und mehrere Widerstände  $R_N/\alpha$ , so kann man damit in einer Schaltung mehrere Spannungen addieren und davon gleichzeitig mehrere Spannungen subtrahieren.

<sup>3</sup> engl.: Common Mode Rejection Ratio

## 4.6 Invertierender Differenzierer

In Bild 4.7 ist die Schaltung eines invertierenden Differenzierers dargestellt. Die Herleitung und Betrachtung des Übertragungsverhaltens verläuft analog zum Integrierer:

Die Anwendung der Knotenregel auf den Stromknoten S, mit der Annahme  $i_- \approx 0$  liefert:

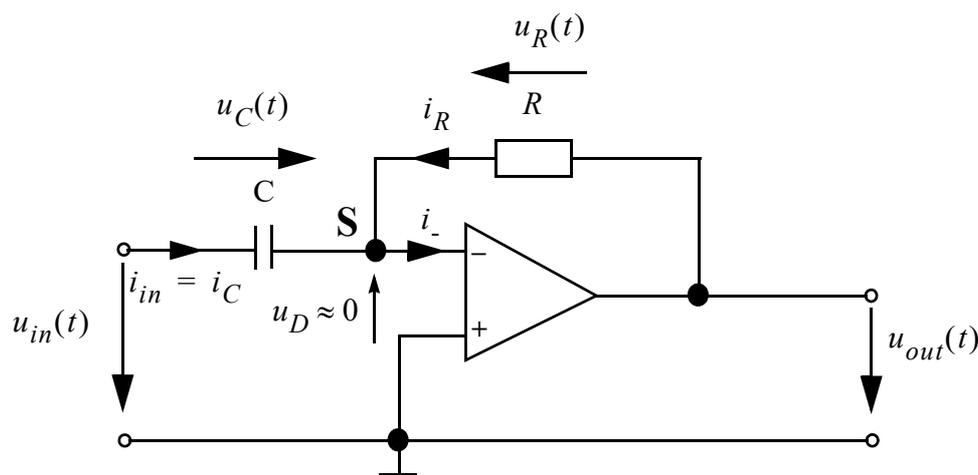
$$i_C(t) + i_R(t) = 0 \quad \text{Gl. (4.28)}$$

Mit den Bauteilbeziehungen  $i_C = C \frac{du_C(t)}{dt}$ ,  $i_R = \frac{u_R(t)}{R}$  und der Annahme  $u_D \approx 0$  erhält man:

$$C \frac{du_{in}(t)}{dt} + \frac{u_{out}(t)}{R} = 0 \quad \text{Gl. (4.29)}$$

Durch Umstellen resultiert die Beziehung zwischen Ein- und Ausgangsspannung der Schaltung:

$$\boxed{u_{out}(t) = -RC \frac{du_{in}(t)}{dt}} \quad \text{Gl. (4.30)}$$



**Bild 4.7** Differenzierschaltung

Für harmonische Spannungen  $u_{in}(t) = \hat{u}_{in} \cdot \sin(\omega t)$  wird  $u_{out}(t) = \underbrace{-\omega RC \cdot \hat{u}_{in}}_{= \hat{u}_{out}} \cdot \cos(\omega t)$ .

Für die Verstärkung als Verhältnis zwischen Ausgangs- und Eingangsamplituden ist daher

$$|v_R| = \left| \frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}} \right| = \omega RC \quad \text{analog die komplexe Übertragungsfunktion: } \boxed{\frac{U_{out}}{U_{in}} = -j\omega RC} \quad \text{Gl. (4.31)}$$

Niedrige Frequenzen für die gilt  $\omega RC < 1$  werden abgeschwächt, hohe Frequenzen werden verstärkt. In doppellogarithmischem Papier erhält man eine um +20dB/Dekade mit  $\omega$  ansteigende Gerade, die für den Differenzierer und sein Hochpassverhalten typisch ist.

### 4.7 Fouriersynthese und Fourieranalyse

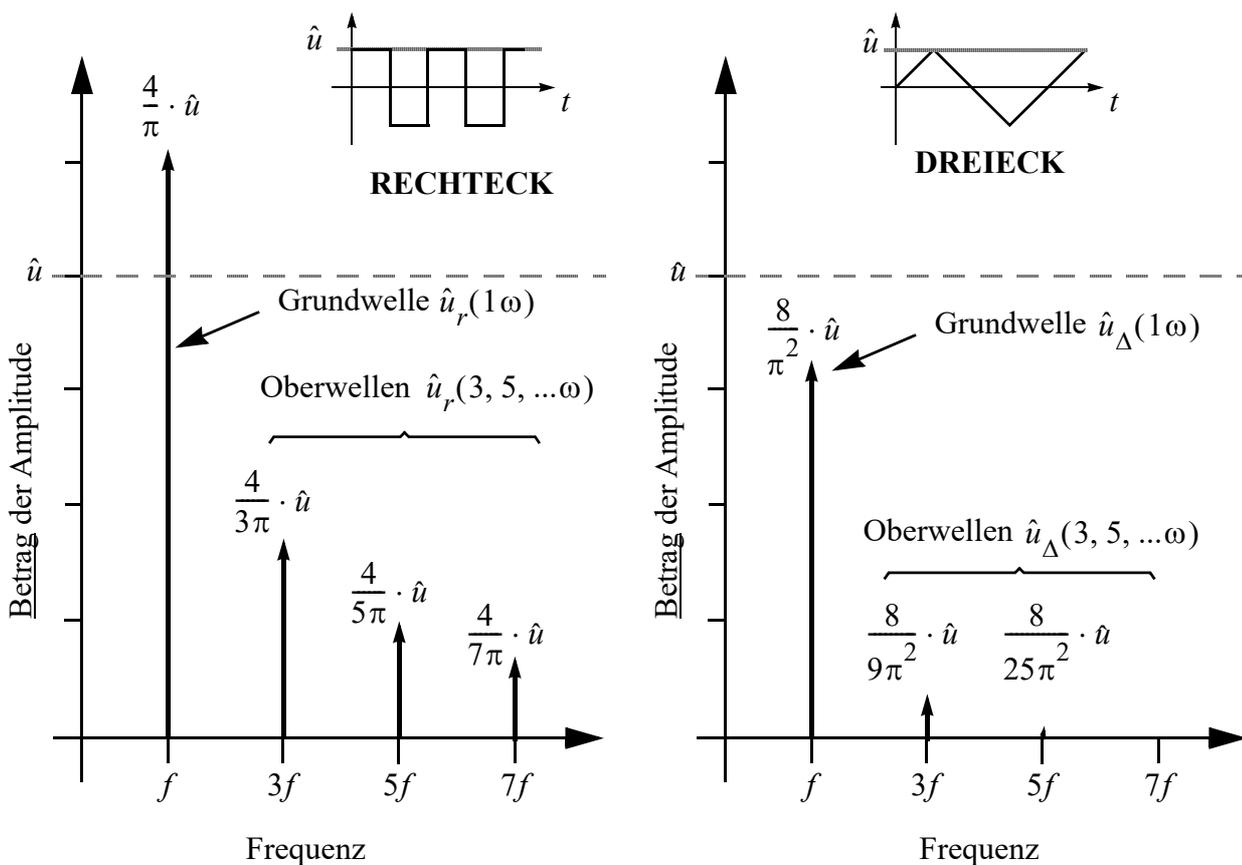
Nach Fourier<sup>4</sup> lässt sich jedes periodische Signal durch eine Summe unterschiedlich gewichteter Sinussignale darstellen. Für ein symmetrisches Rechtecksignal  $u_r(t)$  der Amplitude  $\hat{u}$  gilt (siehe [4]):

$$u_r(t) = \hat{u} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \left[ \frac{\sin(1\omega t)}{1} + \frac{\sin(3\omega t)}{3} + \frac{\sin(5\omega t)}{5} + \frac{\sin(7\omega t)}{7} + \dots \right] \quad \text{Gl. (4.32)}$$

Durch Integration eines Rechtecksignals lässt sich ein Dreiecksignal erzeugen. Für ein symmetrisches Dreiecksignal  $u_\Delta(t)$  der Amplitude  $\hat{u}$  gilt (siehe [4]):

$$u_\Delta(t) = \hat{u} \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot \left[ \frac{\sin(1\omega t)}{1^2} - \frac{\sin(3\omega t)}{3^2} + \frac{\sin(5\omega t)}{5^2} - \frac{\sin(7\omega t)}{7^2} + \dots \right] \quad \text{Gl. (4.33)}$$

Trägt man den Betrag der Signalamplitude der einzelnen Sinusfunktion über der Frequenz auf so erhält man das Frequenzspektrum wie im folgenden Bild dargestellt:



**Bild 4.8** Frequenzspektrum von Rechtecksignal (links) und Dreiecksignal (rechts)

<sup>4</sup> Jean Baptiste Joseph Fourier, französischer Mathematiker und Physiker 1768-1830.

Der erste Sinusterm der Fourierreihenentwicklung beschreibt die **Grundwelle** ( $1\omega t = 2\pi ft$ ), mit der Signalfrequenz  $f$ . Die Grundwelle besitzt in der Regel die größte Amplitude. Die weiteren Terme beschreiben die **Oberwellen**, d. h. die Signalanteile, die ein Vielfaches der Frequenz der Grundwelle beinhalten. Die Oberwellenamplituden sind meist deutlich geringer als die Grundwellenamplitude. Im Falle des Rechtecks fallen die Oberwellenanteile mit  $1/n$  ab ( $n=3, 5, 7$ ), beim Dreiecksignal, das einem reinen Sinussignal bereits ähnlicher ist wie das Rechtecksignal, fallen die Oberwellen bereits mit  $1/n^2$  ab ( $n = 3^2, 5^2, 7^2$ ).

Baut man sich ein periodisches Signal aus unterschiedlich gewichteten Sinusfunktionen zusammen, so spricht man von **Fouriersynthese**. Im Versuchsteil werden Sie mit der Operationsverstärker-Addiererschaltung ein Signal synthetisieren.

Zerlegt man dagegen ein bestehendes Signal in Grund- und Oberwellen, so spricht man von **Fourieranalyse**, deren Ergebnis das Frequenzspektrum ist. Im Versuchsteil werden Sie mit dem Programm "SCOPE" eine Fourieranalyse durchführen.

Wird ein periodisches, symmetrisches Dreiecksignal integriert, so erhält man ein periodisches, symmetrisches Signal bestehend aus Parabelbögen, das einem sinusförmigen Signal bereits sehr ähnlich sieht.

Die Reihenentwicklung des symmetrischen, periodischen Parabelsignals der Amplitude  $\hat{u}$  lautet:

$$u_p(t) = \hat{u} \cdot \frac{32}{\pi^3} \cdot \left[ \frac{\sin(1\omega t)}{1^3} + \frac{\sin(3\omega t)}{3^3} + \frac{\sin(5\omega t)}{5^3} + \frac{\sin(7\omega t)}{7^3} + \dots \right] \quad \text{Gl. (4.34)}$$

Details zur Berechnung der Fourierreihen finden Sie z. B. in:

- Bronstein, Semendjajew, **Taschenbuch der Mathematik**, Verlag Harri Deutsch  
Kapitel: Fourierreihen
- Lothar Papula, **Mathematik für Naturwissenschaftler und Ingenieure - Band 2**, Vieweg Verlag, Kapitel: Fourier-Reihen
- Merziger, Wirth, **Repetitorium der höheren Mathematik**, Binomi Verlag,  
Kapitel: Fourierreihen

## 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

## 5 Durchführung des Versuches

### 5.1 Aufgabe 1: Integrator / Fourieranalyse

#### Aufgabe 1a

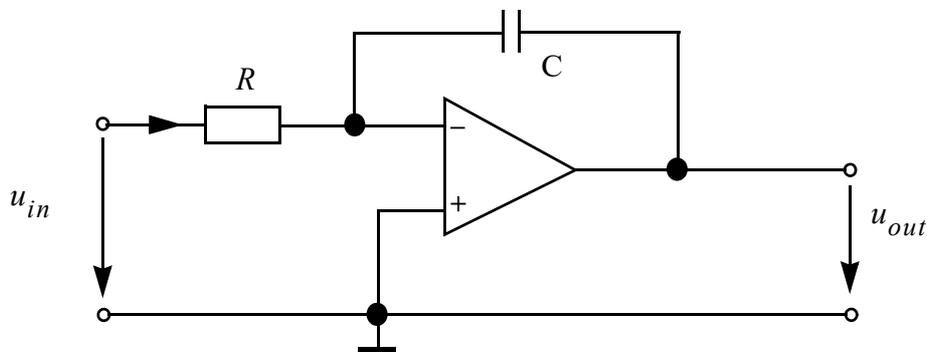
#### Regelkreisparameter, Schleifenverstärkung und Verstärkung des invertierenden Integrators

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 Verstärkergrundschiung 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:**

$$Z_1 =$$

$$Z_N =$$

$$k_f =$$

$$k_r =$$

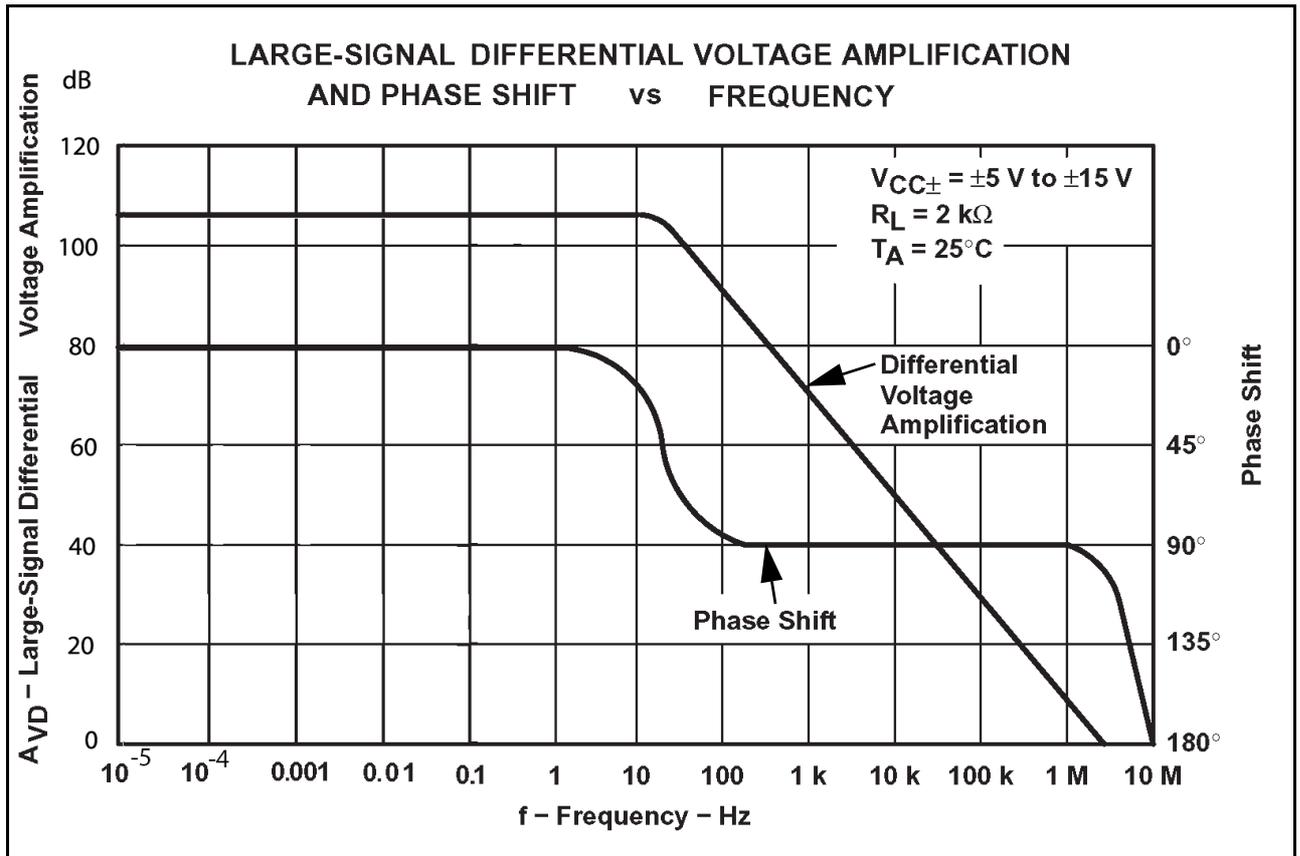
## 5. Kapitel: Durchführung des Versuches

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:**

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

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

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

*Vereinfachung:*

*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:*

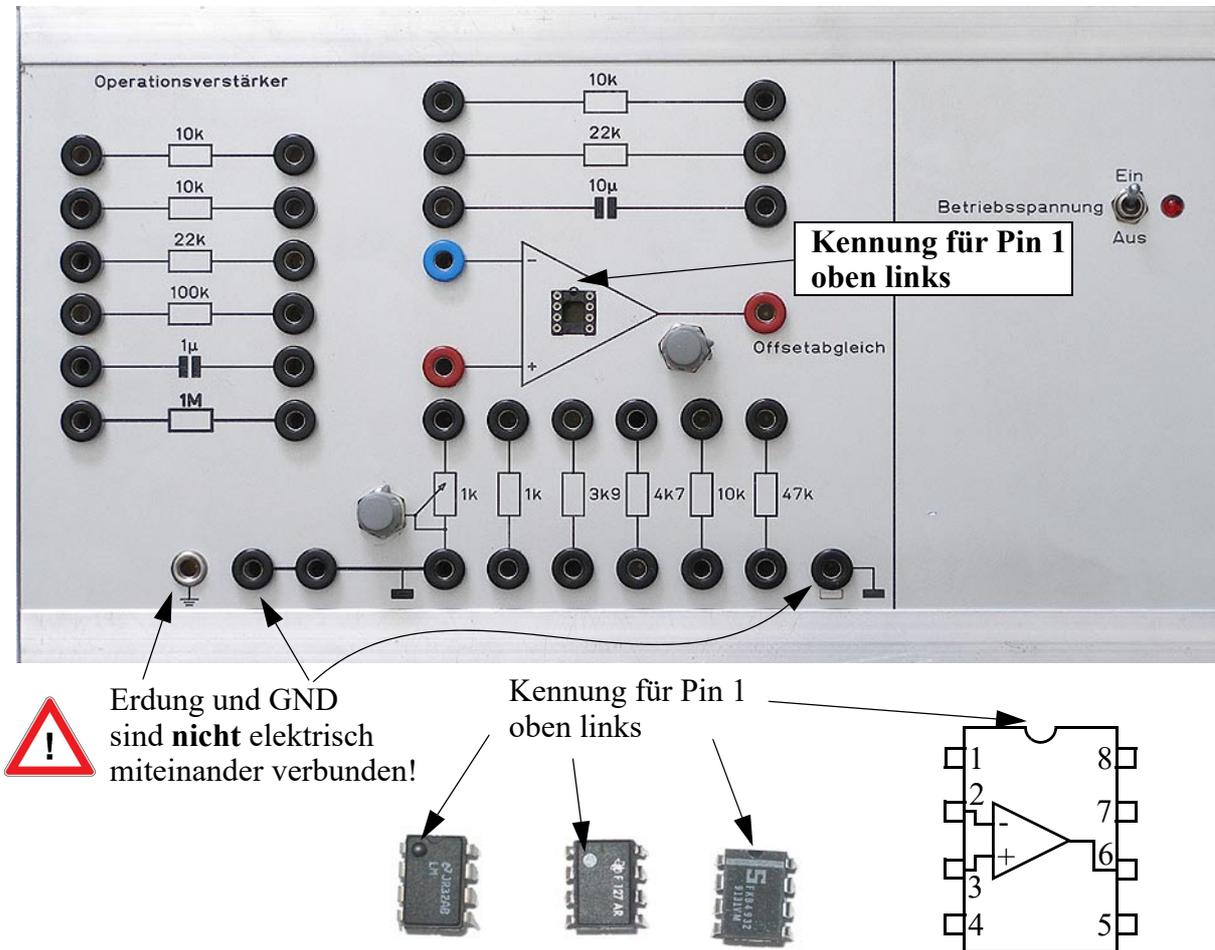
*Berechnung  $f_0$ :*

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!

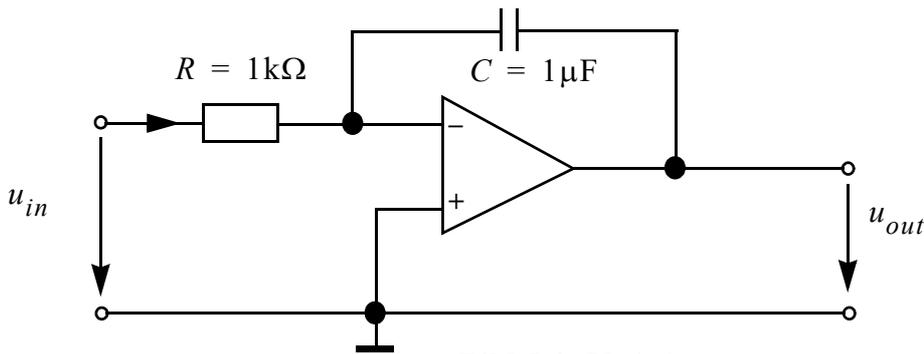
**Hinweis:**

- 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 Aussteuerung des OP führen. Finden Sie den Punkt, an dem das Ausgangssignal gerade von einer der beiden Aussteuerungen 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

<i>gemessen:</i>	<i>theoretisch:</i>
$f_{\text{sinus}} = \underline{\hspace{2cm}}$	$f_{\text{sinus}} = \underline{\hspace{2cm}}$

Ändern Sie das Generatorsignal in ein Rechtecksignal und anschließend in ein Dreiecksignal, jeweils mit einer Amplitude von  $\hat{u}_{in} = 5.0V$ . 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 Dreiecksignales (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  $u_2$ .

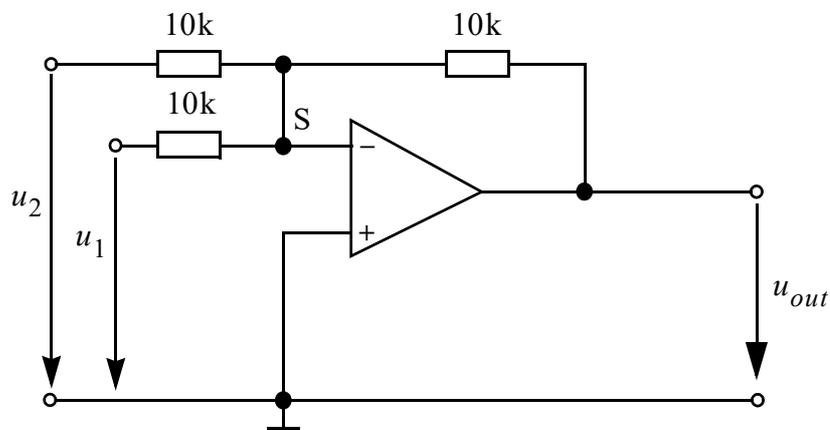


Bild 5.5 Addiererschaltung

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 Dreieckfunktion 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.**

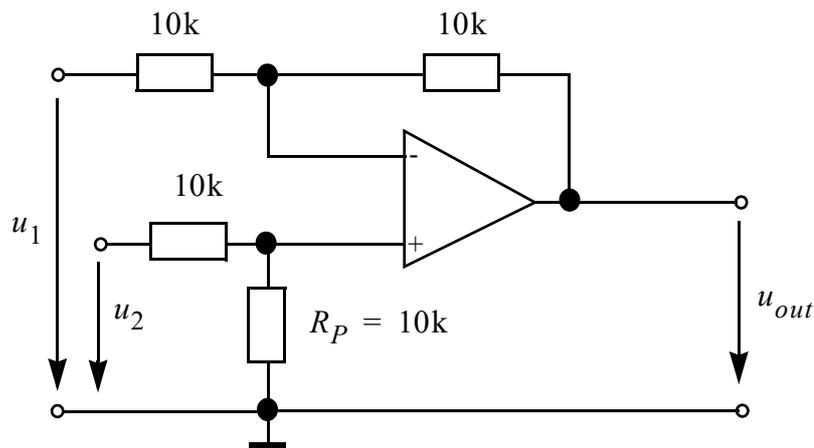
Lassen Sie Ihr Ergebnis überprüfen!

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.

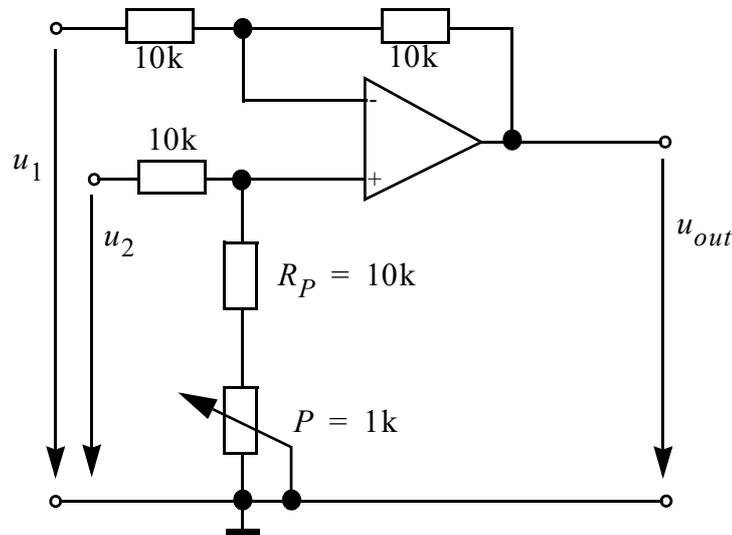
Haben Sie eine Vermutung, weshalb die Ausgangsspannung zwar sehr klein, jedoch wiederum nicht 0V ist?

Antwort:

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

**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 oszillografieren 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:*

## 5. Kapitel: Durchführung des Versuches

### 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.**

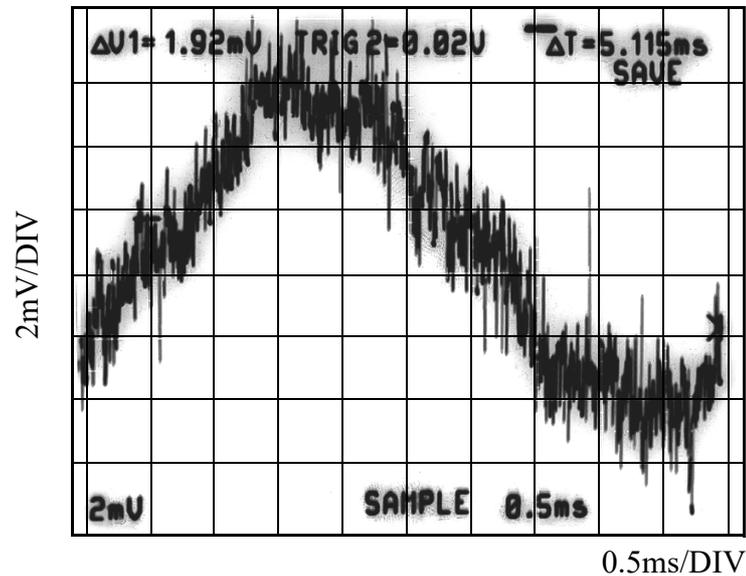
Variieren Sie die Abtastrate und beobachten Sie das Resultat.



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

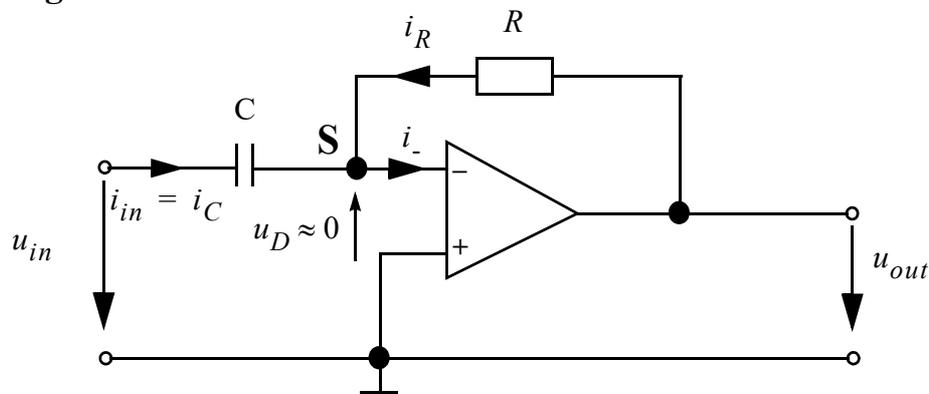
Als Ingenieur sollten Sie daher immer ein Gefühl dafür haben, welche Größenordnung Ihre zu messenden Signale haben. Insbesondere die Messung mit digitalen Messgeräten verleitet zu fehlerhaften Messungen!

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 **100 MHz**.

#### 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



# Anhang A Auszug aus dem Datenblatt TL071

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

SLOS080J – SEPTEMBER 1978 – REVISED MARCH 2005

- 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
- 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/ $\mu\text{s}$  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.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

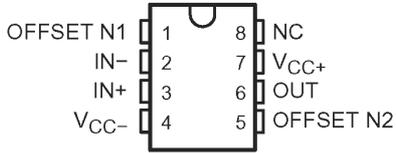
Copyright © 2005, Texas Instruments Incorporated  
On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

1

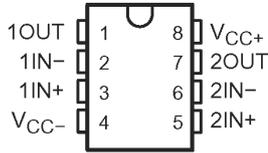
**TL071, TL071A, TL071B, TL072**  
**TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080J - SEPTEMBER 1978 - REVISED MARCH 2005

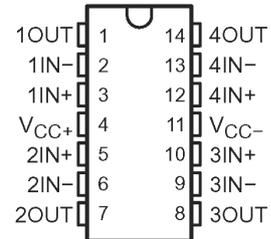
**TL071, TL071A, TL071B**  
**D, P, OR PS PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



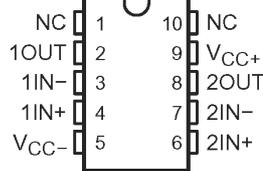
**TL072, TL072A, TL072B**  
**D, JG, P, PS, OR PW PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



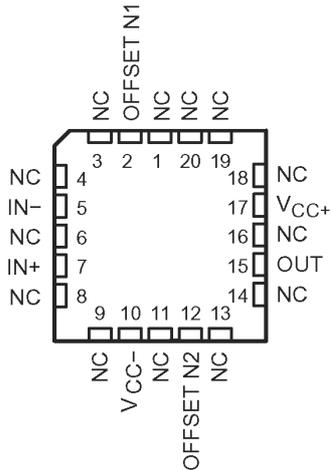
**TL074A, TL074B**  
**D, J, N, NS, OR PW PACKAGE**  
**TL074 ... D, J, N, NS, PW,**  
**OR W PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



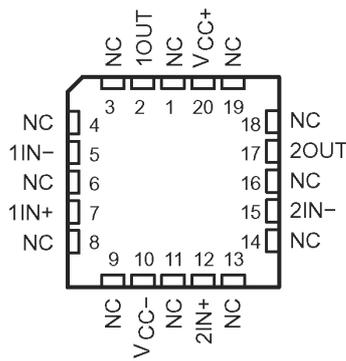
**TL072**  
**U PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



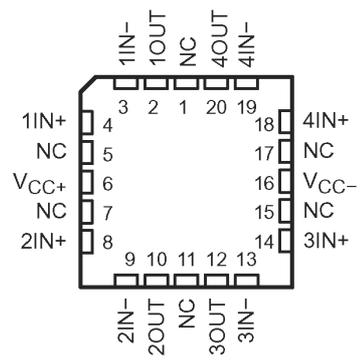
**TL071**  
**FK PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



**TL072**  
**FK PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**

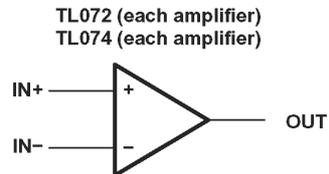
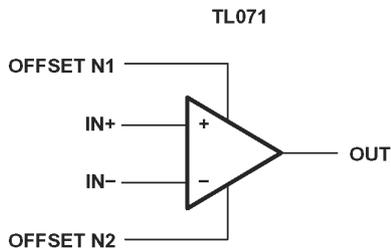


**TL074**  
**FK PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



NC - No internal connection

**symbols**

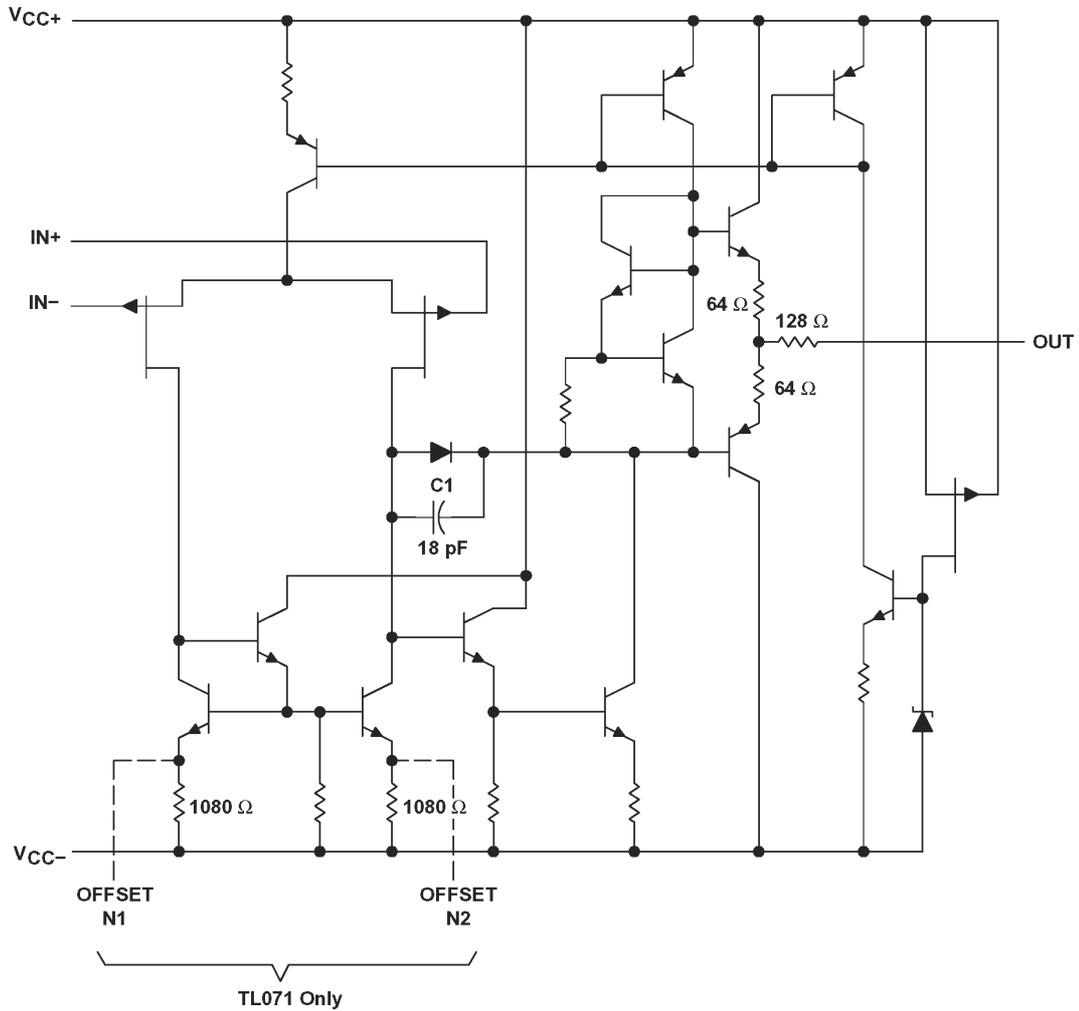


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TA‡	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	
$V_{IO}$	$V_O = 0$ , $R_S = 50\ \Omega$	25°C Full range	3	10	13	3	6	7.5	2	3	5	3	6	8	mV
$\alpha_{V_{IO}}$	$V_O = 0$ , $R_S = 50\ \Omega$	Full range	18			18			18			18			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{IO}$	$V_O = 0$	25°C Full range	5	100	10	5	100	2	5	100	2	5	100	2	pA
$I_{IB}$	$V_O = 0$	25°C Full range	65	200	7	65	200	7	65	200	7	65	200	20	nA
$V_{ICR}$	Common-mode input voltage range	25°C	-12 to 15	-12 to 15	-12 to 15	-12 to 15	-12 to 15	-12 to 15	-12 to 15	-12 to 15	-12 to 15	-12 to 15	-12 to 15	-12 to 15	V
$V_{OM}$	Maximum peak output voltage	25°C	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 12$	$\pm 12$	$\pm 12$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	V
	output voltage swing	Full range	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$	V
	Large-signal differential voltage amplification	25°C Full range	25	200	15	25	200	25	25	200	25	25	200	25	V/mV
$B_1$	Unity-gain bandwidth	25°C	3			3			3			3			MHZ
$r_i$	Input resistance	25°C	$10^{12}$			$10^{12}$			$10^{12}$			$10^{12}$			$\Omega$
CMRR	Common-mode rejection ratio	25°C	70	100	75	70	100	75	75	100	75	75	100	75	dB
KSVR	Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$ )	25°C	70	100	70	70	100	80	80	100	80	80	100	80	dB
$I_{CC}$	Supply current (each amplifier)	25°C	1.4	2.5	2.5	1.4	2.5	2.5	1.4	2.5	2.5	1.4	2.5	2.5	mA
$V_{O1}/V_{O2}$	Crosstalk attenuation	25°C	120			120			120			120			dB

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

‡ Full range is  $T_A = 0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$  for TL07\_C, TL07\_AC, TL07\_BC and is  $T_A = -40^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$  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

**TYPICAL CHARACTERISTICS†**

**LARGE-SIGNAL  
 DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION  
 AND PHASE SHIFT  
 vs  
 FREQUENCY**

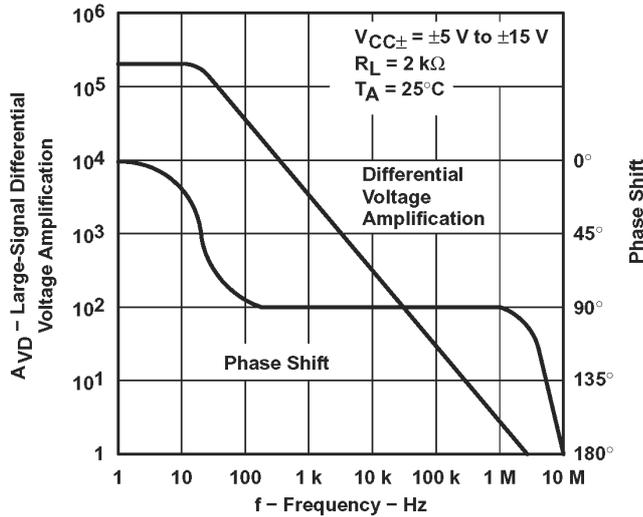


Figure 12

**NORMALIZED UNITY-GAIN BANDWIDTH  
 AND PHASE SHIFT  
 vs  
 FREE-AIR TEMPERATURE**

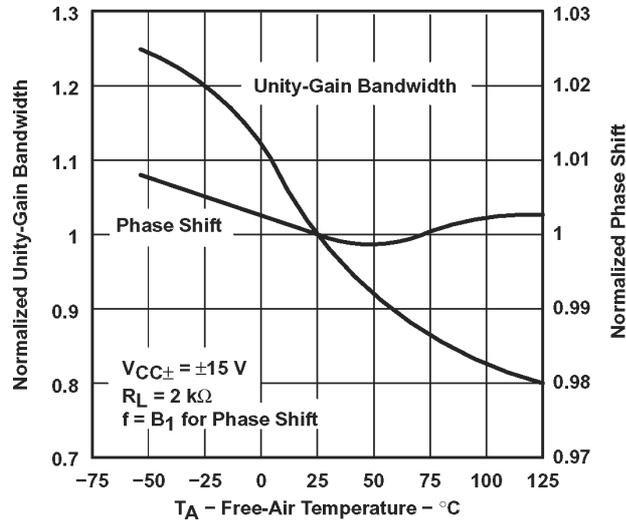


Figure 13

† 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

<b>Lernziele</b>	<b>3</b>
<b>Literatur</b>	<b>3</b>
<b>Geräte &amp; Software</b>	<b>3</b>
<b>Theoretische Grundlagen</b>	<b>4</b>
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 <b>Front Panel</b> und des <b>Block Diagram</b> .....	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
<b>Versuchsteil</b>	<b>21</b>
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 Sensorkenndaten .....	27
5.5 Aufgabe 5: VI zur Neigungsmessung.....	29
5.6 Aufgabe 6: VI zur Untersuchung der Fehlerfortpflanzung.....	31
<b>ETGP - Versuchsfeedback</b>	<b>35</b>
<b>Anhang A Datenblatt MMA1260</b>	<b>37</b>

# 1 Lernziele

Nach der Durchführung des Versuches sollen Sie in der Lage sein Antworten auf folgende Fragen geben zu können:

- Wodurch zeichnen sich rechnergestützte Messdatenerfassungssysteme aus?
- Was ist LabVIEW, und was versteht man unter einem virtuellen Instrument (VI)?
- Aus welchen drei Komponenten besteht ein VI?
- Wie lautet die Messgleichung im linearen Fall?
- Wie ist die Sensor-Empfindlichkeit definiert?
- Wie lautet die in der Praxis häufig verwendete Näherungsformel zur Bestimmung der Varianz des Messrauschens?
- Wieviel Prozent aller Messwerte befinden sich bei Gauß-verteilterm Messrauschen innerhalb des Bereichs der einfachen / dreifachen Standardabweichung?
- Erklären Sie die Fehlerabschätzung  $\Delta y$  im eindimensionalen Fall  $y = f(\tilde{u})$  anhand eines Beispiels.
- Wie lautet die Taylor-Entwicklung für die allgemeine Abschätzung des Messfehlers  $\Delta y$ ?

# 2 Literatur

- [1] Rahman Jamal, Andre Hagstedt: **LabVIEW für Studenten**, ADDISON-WESLEY, PEARSON-Studium, ISBN 3-8273-7154-6
- [2] Wolfgang Georgi, Ergun Metin: **Einführung in LabVIEW**, Carl Hanser Verlag, ISBN 3-446-40899-1
- [3] National Instruments, **LabVIEW Hobbyist Toolkit**  
Das LabVIEW Hobbyist Toolkit ist eine kostenlose Software, mit der Sie Hardware wie Arduino, Raspberry Pi und BeagleBone Black mit LabVIEW verwenden können. LabVIEW-Programmcode kann auf Embedded-Systeme übertragen und mithilfe der verfügbaren APIs mit Peripheriegeräten und Schnittstellen des Systems (wie Analog-, Digital-, SPI-, I2C-, UART- oder PWM-Schnittstellen) interagieren.  
<https://www.ni.com/de/support/downloads/tools-network/download.labview-hobbyist-toolkit.html>  
Community Forum: <https://forums.ni.com/t5/Hobbyist-Toolkit/bd-p/linx-toolkit>
- [4] Kiencke, Kronmüller: **Messtechnik - Systemtheorie für Elektrotechniker**, Springer Verlag.

# 3 Geräte & Software

- NI-ELVIS Experimentierplattform mit Neigungstisch
- PC mit Messdatenerfassungshardware und LabVIEW
- NI-LabVIEW Version Spring 2013

## 4 Theoretische Grundlagen

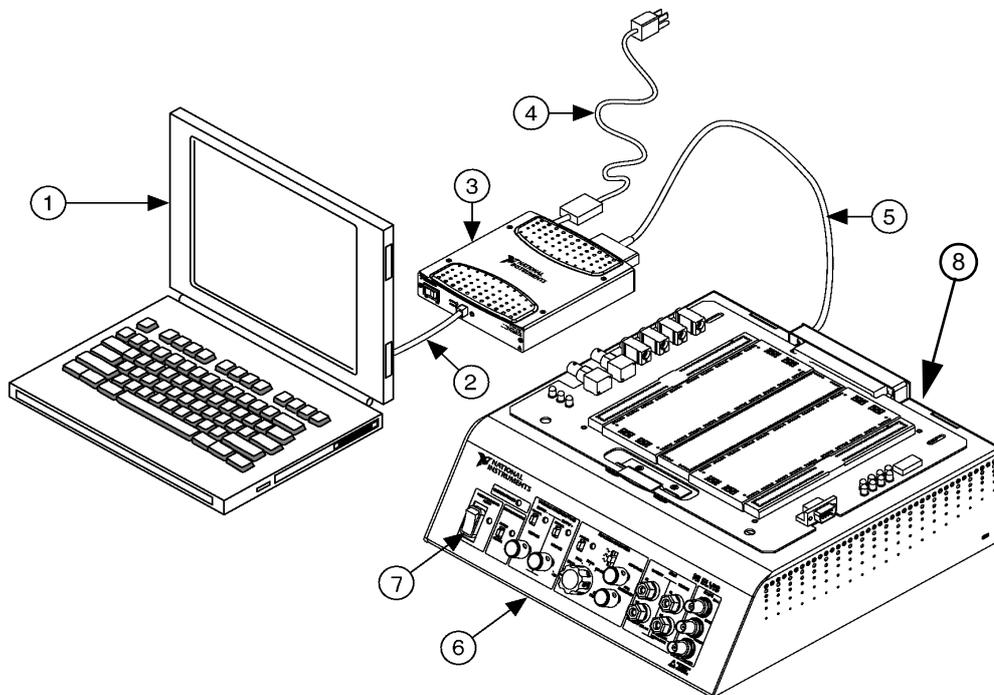
### 4.1 Einleitung

Ihre Aufgabe in diesem Versuch besteht darin, ein Neigungswinkelmessgerät basierend auf einem Halbleiterbeschleunigungssensor zu entwerfen. Die Realisierung soll mit einem PC-gestützten Messdatenerfassungssystem erfolgen.

Die Fähigkeiten des Menschen Daten zu erfassen unterliegt gewissen Einschränkungen, bedingt durch seine Auffassungsgabe. So können wir die Anzeige eines Multimeters zwar durchaus mehrmals pro Sekunde ablesen, will man die abgelesenen Messdaten jedoch festhalten, so schafft das der Mensch lediglich mit einer Datenrate von 1-3Hz. Für schnellere Vorgänge benötigen wir technische Hilfsmittel. Sehr langsame Vorgänge, wie beispielsweise das Wachstum von Pflanzen, lassen sich mit viel Geduld und entsprechendem Personaleinsatz<sup>1</sup> zwar erfassen, aber auch hier ist es sinnvoll die Messung zu automatisieren, um die Kosten zu minimieren. In beiden Fällen kommen rechnergestützte Messdatenerfassungssysteme zum Einsatz. Sie sind in der Lage ...

- ... sehr langsame/schnelle Vorgänge exakt zu protokollieren,
- ... hohe Datenmengen zu erfassen und zu speichern,
- ... die Daten (mathematisch) zu verarbeiten und zu visualisieren,
- ... durch Datenanalyse entsprechende Ereignisse zu initiieren, wie z. B. die Notabschaltung eines Kraftwerkes, wenn der Kesseldruck zu hoch wird,
- ... sehr wirtschaftlich zu arbeiten.

Das in diesem Versuch zur Verfügung stehende Messdatenerfassungssystem zeigt Bild 4.1.



Quelle: National Instruments ELVIS User Manual

**Bild 4.1** Aufbau des Messdatenerfassungssystems im Praktikum

<sup>1</sup>. So machen das die Biologen, aber Sie wollen ja Ingenieur werden ... ☺

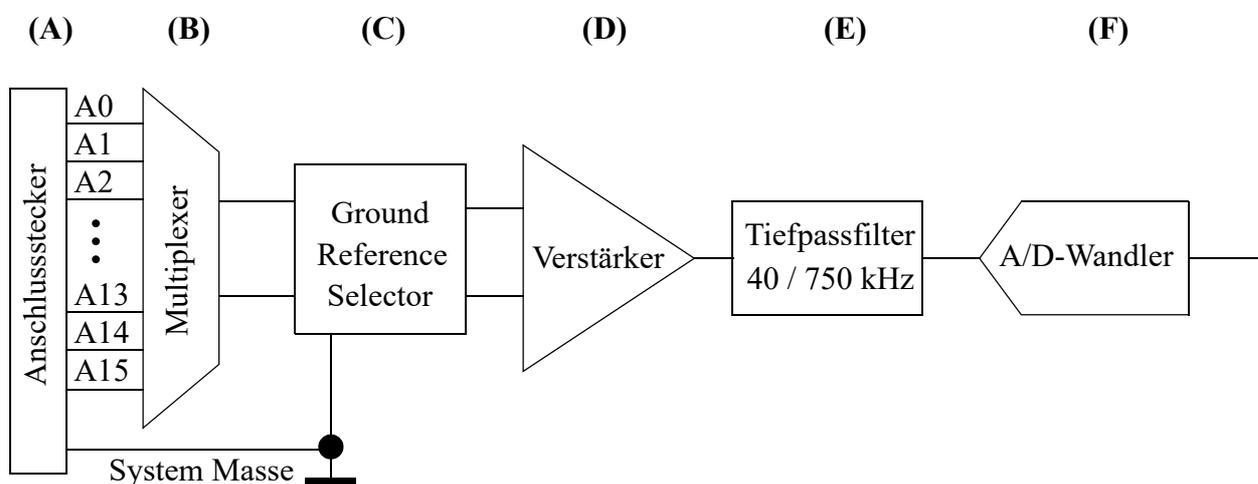
Die einzelnen Komponenten sind:

1. Personal Computer (PC) mit Datenerfassungssoftware LabVIEW
2. USB-Verbindung vom PC zur Datenerfassungshardware
3. Datenerfassungshardware (engl. data-acquisition-hardware, kurz DAQ-Hardware) mit Analog-Digital-Wandler, Digital-Analog-Wandler und digitalen Ein-/Ausgängen
4. Spannungsversorgung der Datenerfassungshardware
5. Verbindungskabel zur Experimentiereinheit ELVIS<sup>2</sup>
6. ELVIS Experimentierplattform mit aufgesetztem Steckbrett
7. Hauptschalter für die Spannungsversorgung des Steckbretts
8. Hauptschalter der Elvis-Einheit an der Rückseite.

Der PC mit der dazugehörigen Datenerfassungssoftware ermöglicht die Ansteuerung der Datenerfassungshardware. Die vorhandene DAQ-Hardware bietet folgende Möglichkeiten:

- Analog-Digital-Wandlung (A/D-Wandlung): Umsetzung von analogen Spannungen in digitale, computerverwertbare Zahlen.
- Digital-Analog-Wandlung (D/A-Wandlung): Umsetzung einer digitalen Zahlengröße in eine analoge Spannung.
- Digitale Ein- und Ausgabe
- Digitale Ereigniszählung

In diesem Versuch kommt lediglich die A/D-Wandler Hardware zum Einsatz, deren Aufbau in Bild 4.2 dargestellt ist. Über den **Multiplexer (B)** können bis zu 16 analoge Spannungssignale vom **Anschlussstecker (A)** weitergeleitet werden. Dies hat den Vorteil, dass sämtliche nach dem Multiplexer



**Bild 4.2** Eingangsstufe der A/D-Wandler Hardware

notwendigen Komponenten nur einmal benötigt werden, was Kosten spart. Die Kostenersparnis erwirkt man sich durch eine reduzierte Bandbreite bei der Erfassung mehrerer Signale. Ist beispielsweise der A/D-Wandler in der Lage eine Spannung mit 100 kHz zu wandeln, so teilt sich diese Wandlerfrequenz auf die Anzahl der zu wandelnden Kanäle auf. Sind 5 analoge Kanäle zu wandeln, so kann dies nur noch mit einer Frequenz von 20 kHz pro Kanal geschehen.

<sup>2</sup>. ELVIS: engl. Educational Laboratory Virtual Instrumentation Suite

## 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Mit dem **Ground Reference Selector (C)** kann die Art der Messung gewählt werden. Bei der **Reference Single Ended (RSE)** Messung wird bezüglich der System Masse gemessen. Bei der **Differential** Messung wird die Spannung zwischen zwei Eingangsanschlüssen (A0-A8, A1-A9, usw.) gemessen.

Über den programmierbaren **Verstärker (D)** wird das zu messende Eingangssignal optimal auf den Wandelbereich des A/D-Wandlers angepasst. Kleine Signale werden verstärkt, große werden abgeschwächt um eine bestmögliche Auflösung bei der A/D-Wandlung zu erhalten.

Zur Reduktion des Messrauschens dient der programmierbare **Tiefpassfilter (E)**. Seine Grenzfrequenz kann auf 40 kHz bzw. 750 kHz eingestellt werden. Nach dem Filter erfolgt die eigentliche **Analog-Digital-Wandlung (F)**. Nach der A/D-Wandlung werden die Messdaten an den weiterverarbeitenden PC übertragen.

Die ELVIS-Experimentierplattform stellt in Verbindung mit der DAQ-Hardware und einem PC ein komplettes Elektroniklabor bereit. Dies beinhaltet u. a. ein integriertes Netzgerät, einen Funktionsgenerator sowie ein Steckbrett zum schnellen Aufbau von Prototypschaltungen. Messungen können mit der DAQ-Hardware und der LabVIEW Erfassungssoftware durchgeführt werden.

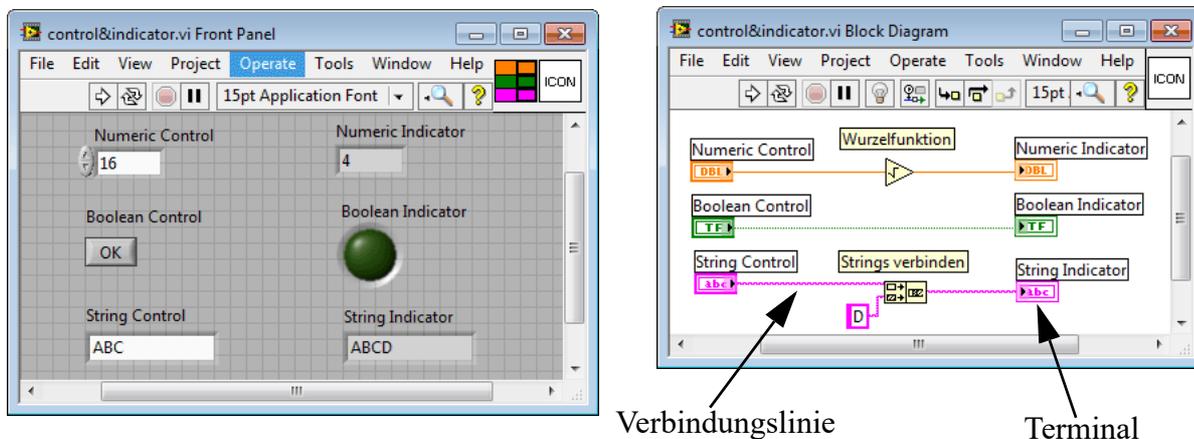
### 4.2 Aufbau der LabVIEW Entwicklungsumgebung

LabVIEW<sup>3</sup> ist eine grafische, Datenfluss-orientierte Programmiersprache. Ein LabVIEW-Programm wird **Virtual Instrument**, kurz: VI (sprich: *wi ai*), genannt. Ein VI besteht aus drei Komponenten:

1. Die Bedieneinheit - im Folgenden mit **Front Panel** bezeichnet
2. Das Blockschaltbild - im Folgenden mit **Block Diagram** bezeichnet
3. Das Funktionssymbol (**Icon**) mit seinen Anschlüssen (**Terminal**)

#### 4.2.1 VI Front Panel, Block Diagram und Icon

In Bild 4.3 ist das **Front Panel** und das **Block Diagram** eines VI abgebildet. Das **Front Panel** stellt die Benutzerschnittstelle dar. Es besteht aus Anzeigeelementen (**Indicator**) und Eingabeelementen (**Controls**). Neben den abgebildeten **Controls** zur Eingabe von numerischen Daten, Texten (Strings), oder



**Bild 4.3** Front Panel (links) und zugehöriges Block Diagram (rechts)

<sup>3</sup>: LabVIEW: engl. **L**aboratory **V**irtual **I**nstrument **E**ngineering **W**orkbench

logischen (boolean) Informationen existieren noch zahlreiche weitere, wie z. B. Graphen, Zeiger, Drehregler. Jedes Control- bzw. Indicator-Objekt wird im **Block Diagram** durch ein **Terminal** des entsprechenden Typs repräsentiert. Ein **Control-Terminal** erkennt man an einem auf der rechten Seite nach rechts zeigenden Dreieck (Daten verlassen das Control Objekt): , ein **Indicator-Terminal** zeigt dagegen ein Dreieck auf der linken Seite (Daten fließen zum Indicator Objekt): . Zusätzlich lässt sich die Art des Terminals an der unterschiedlich dicken Umrandungen erkennen. Der Datentyp wird im Terminal in abgekürzter Form angegeben. Ein weiteres Erkennungszeichen für die Art des Datentyps ist die Farbe des Terminals. Die wichtigsten sind:

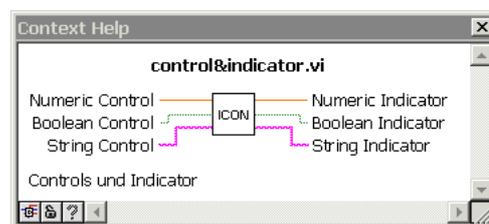
- Blau: Integerzahl wählbar mit folgenden Genauigkeiten:    
- Grün: Boolean Werte: True / False
- Orange: Fließkommazahl wählbar mit folgenden Genauigkeiten:    
- Magenta: String z.B. "Hallo Welt!"

Das eigentliche Programm wird im **Block Diagram** erstellt. Ein Signalfluss wird durch Verbindungen zwischen den Terminal und weiteren Funktionen festgelegt. Im Beispielprogramm aus Bild 4.3 sind zwei Funktionen vorhanden:

- Die erste ist die Wurzelfunktion, deren Eingang mit dem Numeric Control verbunden ist. Der Ausgang der Wurzelfunktion ist mit dem Numeric Indicator verbunden. Wird das Programm ausgeführt, so wird die Wurzel der am Numeric Control eingestellten Zahl berechnet und auf dem Indicator Objekt dargestellt. Im Beispiel wird die Wurzel aus 16 berechnet.
- Die zweite Funktion verbindet zwei String Variablen. An die am String Control eingetragene Zeichenfolge wird der Buchstabe "D" angehängt und an das String Indicator Objekt weitergeleitet zur Anzeige. Im Beispiel wird aus "ABC" die Folge "ABCD".

Der Wert des Boolean Control Objektes wird lediglich an das Indicator Objekt weitergeleitet.

Damit ein VI selbst wieder in einem weiteren VI als Unterprogramm (SubVI) verwendet werden kann lässt sich ein **Icon** mit zugehörigen **Terminal** erstellen, wobei die Terminal Verbindungen zu den **Front Panel** Elementen bereitstellen. Bild 4.4 zeigt das entsprechende Icon des VI aus Bild 4.3.



**Bild 4.4** Icon mit Anschluss-Terminal des VI aus Bild 4.3

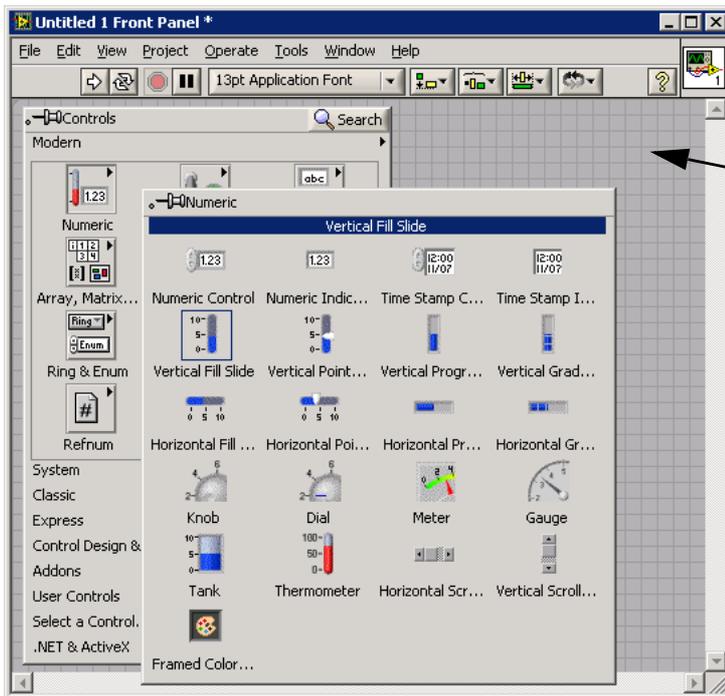
#### 4.2.1.1 Erstellen des **Front Panel** und des **Block Diagram**

Durch die Auswahl von **New VI** im File-Menu<sup>4</sup> nach dem Starten von LabVIEW erhält man ein neues, leeres VI. Es erscheint das weiße Fenster des leeren **Block Diagram** und das graue Fenster des leeren **Front Panel**. Durch einen Rechtsklick in die graue Fläche des **Front Panel** öffnet sich die Palette der **Front Panel** Elemente (s. Bild 4.5). Bewegt man den Mauszeiger über die Symbole öffnet sich

<sup>4</sup>. New VI ist auch über die Tastatur STRG-N auswählbar.

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

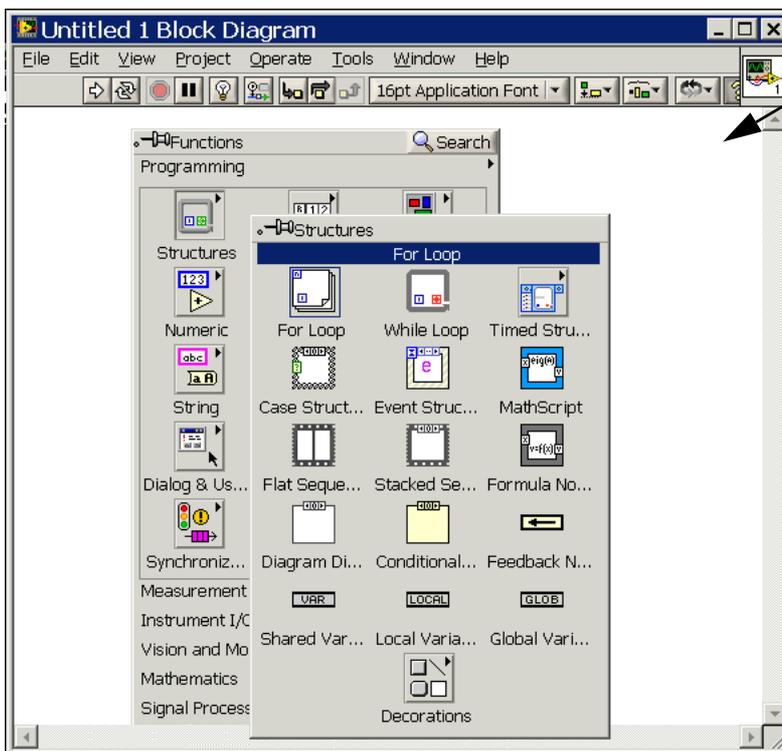
das entsprechende Untermenü. Hat man das gewünschte Element gefunden, so zieht man es per "Drag and Drop" auf die **Front Panel** Fläche.



graue Fläche  
für die Platzierung

**Bild 4.5** Elemente der **Front Panel** Palette mit aufgeklappter Unterpalette für numerische Elemente.

**Block Diagram** Elemente werden auf analoge Weise im weißen **Block Diagram** Fenster platziert. Ein Rechtsklick in die Fläche öffnet die **Functions-Palette**. Per Drag and Drop können die Elemente platziert werden.



weiße Fläche  
für die Platzierung

**Hinweis:**

Hat man eine Funktion platziert und benötigt an deren Ein- bzw. Ausgang ein Control- bzw. Indicator-Objekt, so lässt sich dies über das Kontext-Menü der Funktion (Mausklick rechts über dem entsprechenden Terminal)

**Create - Control / Indicator**

sehr einfach erzeugen, da automatisch der richtige Variablentyp erzeugt wird.

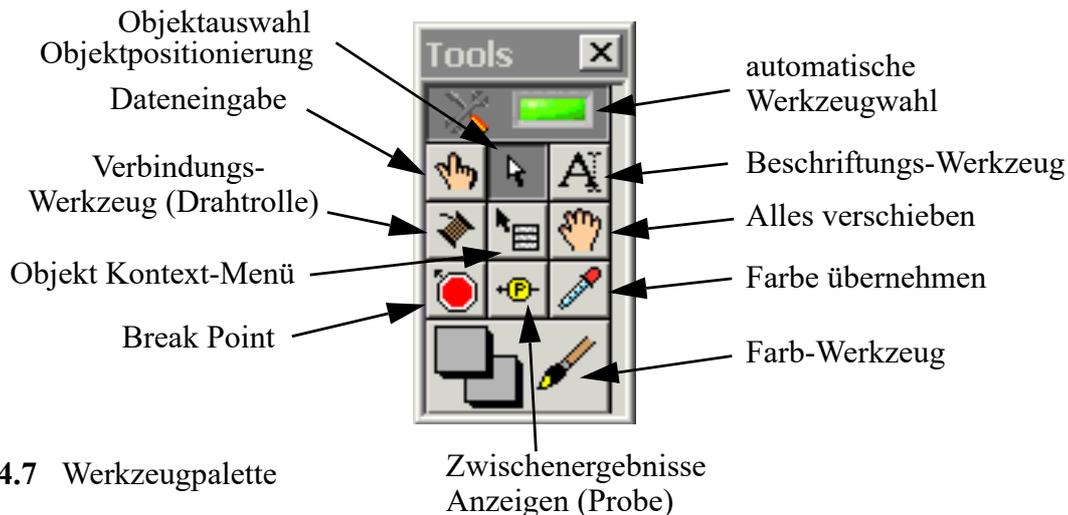
**Bild 4.6** Elemente der **Functions** Palette mit aufgeklappter Unterpalette für Strukturen

## 4.2.2 Werkzeugpalette, Symbolleisten, Kontext-Hilfe und Tastenkürzel

Nachfolgend werden die wichtigsten Bedienelemente der LabVIEW Entwicklungsumgebung aufgeführt.

### 4.2.2.1 Die Werkzeugpalette

Die Werkzeugpalette stellt die unterschiedlichsten Funktionen, die zur Erstellung und Bedienung eines VI benötigt werden, bereit. Das Fenster der Werkzeugpalette (Tools Palette s. Bild 4.7) wird über das Menü **View - Tools Palette** aktiviert. Die Standardeinstellung der Werkzeugpalette ist die



**Bild 4.7** Werkzeugpalette

**automatische Werkzeugwahl.** Ist das Rechteck in der Palette grün hinterlegt, so ist die automatische Werkzeugwahl aktiv. In Abhängigkeit von der Position des Mauszeigers zu einem Objekt wird das passende Werkzeug gewählt. Ein manueller Klick auf ein Werkzeug der Palette deaktiviert die automatische Werkzeugwahl. Nachfolgend die Funktionen der wichtigsten Werkzeuge im Einzelnen:



**Operate Value:** Dateneingabe am **Front Panel**, bewegen von Schiebereglern etc. Dieses Werkzeug ist auch während der Ausführung eines VI aktiv.



**Position/Size/Select:** Auswählen von Objekten in **Front Panel** oder **Block Diagram**. Verschieben der Objekte und verändern der Größe der Objekte. Löschen von Objekten durch Auswählen desselben und Drücken der **Entf-Taste**.



**Edit Text:** Text Eingabe. Änderung der Bezeichnung von Control oder Indicator Objekten. Erstellen von beliebigem Text im **Front Panel** oder **Block Diagram**.



**Connect Wire:** Drahtrolle. Verbinden von Objekten im **Block Diagram**. Zuordnung der Terminal zu den Elementen des **Front Panel** bei der Erstellung von SubVIs (s. Abschnitt 4.2.3).



**Set/Clear Breakpoint:** Erstellen/Löschen eine Haltepunktes im **Block Diagram**. Die Programmausführung wird am Breakpoint angehalten. Nützlich für die Fehlersuche.



**Probe<sup>5</sup>:** Anzeigen von Zwischenergebnissen. Eine Sonde kann an jede Verbindungsleitung im **Block Diagram** angebracht werden. In einem neuen Fenster erscheint dann ein zum Datentyp der Leitung passender Indicator, der den jeweils aktuellen Datenwert anzeigt. Nützlich für die Fehlersuche.

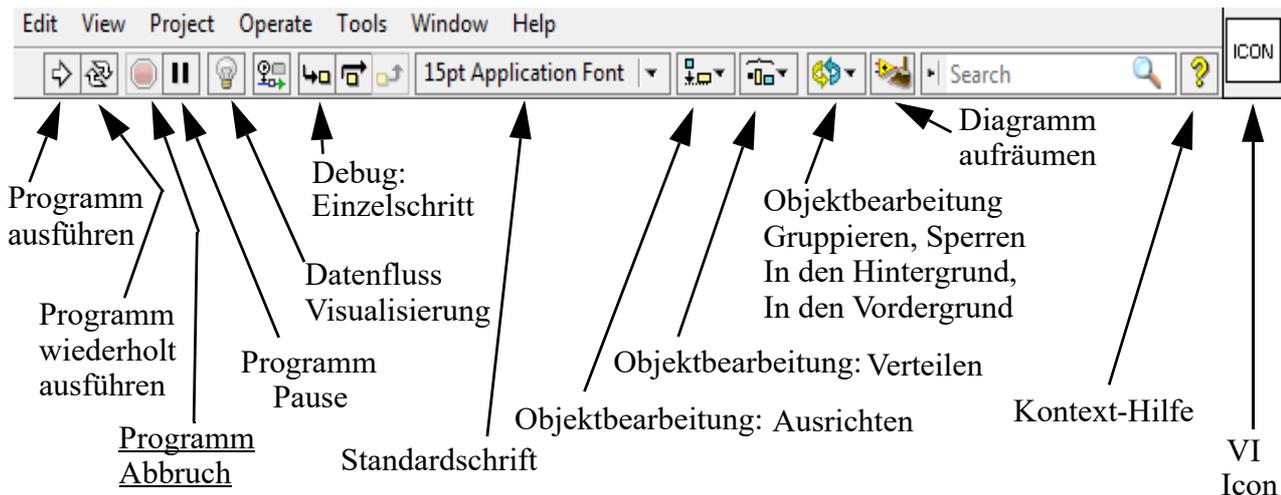


<sup>5</sup>. probe: engl. Sonde

## 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

### 4.2.2.2 Die Symbolleiste und die Kontext-Hilfe

Die **Symbolleiste** befindet sich am oberen Rand der LabVIEW Fenster (s. Bild 4.8). Auf der linken Seite der Symbolleiste befinden sich die Schaltflächen zur Programmsteuerung. Der Pfeil ganz links startet das VI. Ist der Pfeil durchbrochen  so sind im Programm noch syntaktische Fehler. Ein Klick auf das durchbrochene Startsymbol zeigt die Fehler an. Von besonderem Interesse ist die Datenflussvisualisierung (Highlight Execution). Wird sie vor dem Programmstart aktiviert , so wird das VI verlangsamt ausgeführt, mit einer Visualisierung des Datenflusses im **Block Diagram**.

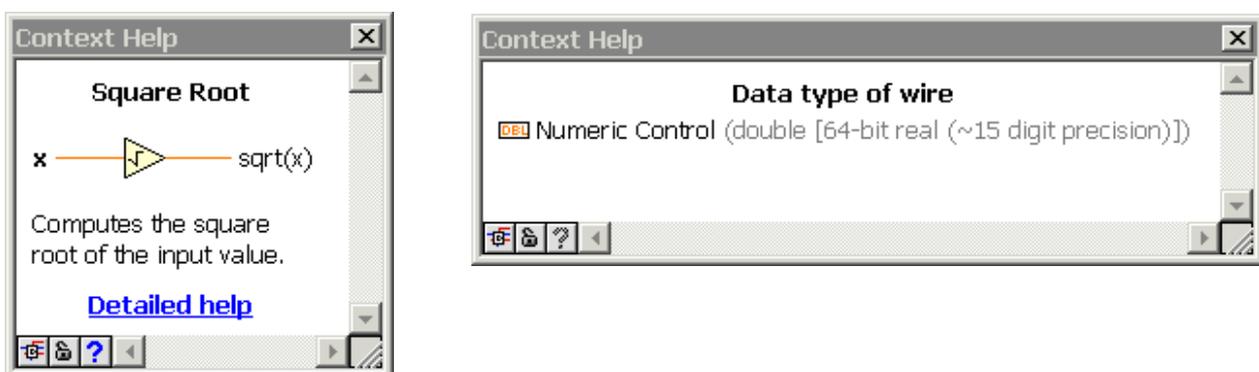


**Bild 4.8** Symbolleiste

**Zu beachten!** Das Symbol zum Programm Abbruch dient zum Beenden eines Programms, wenn sich dieses in undefiniertem Zustand befindet. Ein VI (Programm) sollte immer über den regulären Ablauf zum Ende kommen bzw. über ein **Control**-Element zum Beenden verfügen.

Auf der rechten Seite der Symbolleiste befinden sich die Schaltflächen zur Objektausrichtung, Verteilung und zum Objektschutz bzw. der Objektgruppierung. Ganz rechts wird das Icon des VI abgebildet, das individuell gestaltet werden kann (Details hierzu s. Abschnitt 4.2.3).

Über die Fragezeichen Schaltfläche  wird das Fenster der Kontext-Hilfe ein- bzw. ausgeschaltet. Wird die Maus im **Block Diagram** oder im **Front Panel** bewegt, so erscheint in Abhängigkeit des unter der Maus liegenden Objektes ein Hilfetext im Fenster der Kontext-Hilfe (s. Bild 4.9).



**Bild 4.9** Kontext-Hilfe zur Wurzelfunktion (links) und zu einer Verbindungsleitung (rechts)

## 4.2.2.3 Tastenkürzel

Nachfolgend einige nützliche Tastenkürzel:

- **STRG-B**: Entfernen aller falschen Verbindungen im **Block Diagram**.
- **STRG-E**: Anzeigen des **Block Diagram** im Frontpanel und umgekehrt.
- **STRG-H**: Kontext-Hilfe ein-/ausschalten
- **STRG-R**: VI Ausführung starten
- **STRG-S**: VI Speichern
- **STRG-Z**: Den letzten Eingabeschritt rückgängig machen (undo)

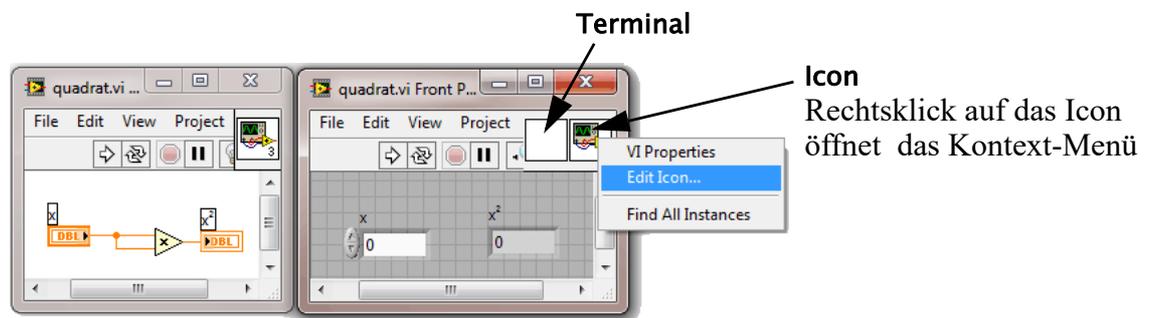
## 4.2.3 Erstellen eines SubVI

Für größere LabVIEW Programme ist es sinnvoll Unterprogramme, genannt SubVIs, zu erstellen, da sonst ein VI sehr schnell recht unübersichtlich werden kann. Ein SubVI zeichnet sich durch zwei Eigenschaften aus:

1. Es besitzt ein eigenes **Icon**.
2. Das Icon besitzt mehrere **Terminal** über die es mit anderen VIs kommunizieren kann.

Bild 4.10 zeigt ein einfaches VI zur Berechnung des Quadrats einer Zahl. Durch einen Rechtsklick auf das Icon im **Front Panel** öffnet sich das Kontext-Menü mit den Einträgen

- **VI Properties**
- **Edit Icon ...**



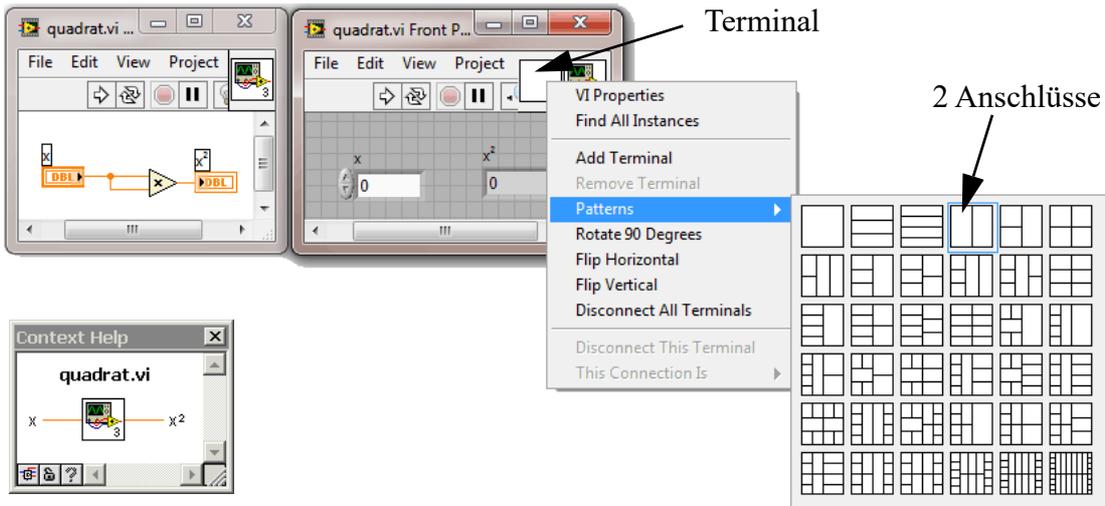
**Bild 4.10** Kontext-Menü des Icon

Über **VI Properties** lassen sich sehr viele Eigenschaften des VI einstellen, u. a. auch die **VI Description**, auf die weiter unten näher eingegangen wird.

**Edit Icon** öffnet ein kleines Zeichenprogramm, mit dem die Gestaltung des Icons erfolgt.

Durch einen Rechtsklick auf das **Terminal** im **Front Panel** öffnet sich das Kontext-Menü mit den Einträgen wie in Bild 4.11 dargestellt. Das VI im Beispiel besitzt ein Eingabe Control und ein Ausgabe Control. Im Menüunterpunkt Patterns wird daher der Block mit zwei Anschlüssen gewählt, der dann im **Terminal** erscheint.

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen



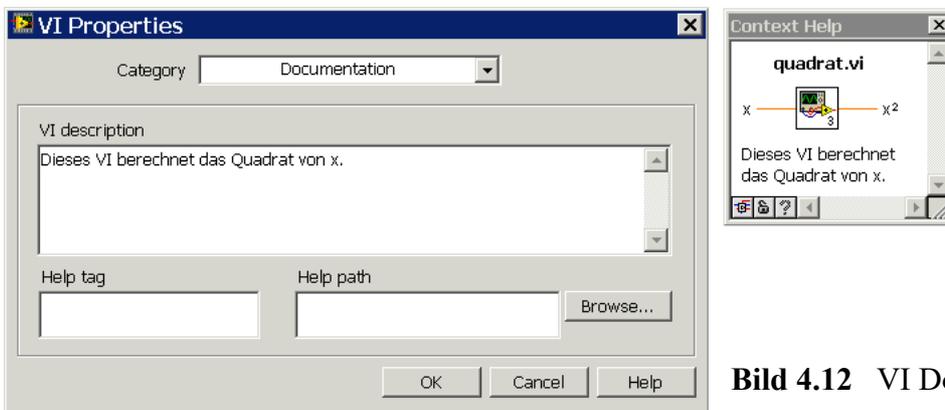
**Bild 4.11** Anschlussmuster (Pattern) des Icons, für die Belegung mit Ein-/Ausgängen zur Verwendung als SubVi (s. auch Bild 4.4).

Nun müssen noch die Anschlüsse im Icon mit den **Front Panel** Objekten verknüpft werden. Sobald man mit der Maus über das Terminal-Icon fährt, ändert sich der Mauszeiger zum Verbindungswerkzeug<sup>6</sup> . Ein Klick in ein Terminal im Icon markiert dieses als verbindungsbereit. Anschließend muss das **Control**- bzw. **Indicatorobject** im Frontpanel angeklickt werden, um die Zuordnung abzuschließen. Das Terminal ändert nun seine Farbe entsprechend des Typs des gewählten **Front Panel** Objektes. Zweckmäßigerweise schließt man Eingänge (**Controls**) von links und Ausgänge (**Indicator**) von rechts an das Icon an; somit wird der Datenfluss von links nach rechts aufrecht erhalten.

**Hinweis:** Schaltet man mit Strg-H die Kontext-Hilfe ein, so zeigt diese die aktuelle Anschlussbelegung des Icons (s. Bild 4.11 **Context Help**).

Das Icon besitzt nun noch das Standardbild eines Messgerätes. Mit dem Icon-Editor lässt sich dieses beliebig neu gestalten. Der Aufruf des Editors erfolgt über das Kontext-Menü **Edit Icon**.

Abschließend muss das neue VI noch dokumentiert werden. Über das Kontext-Menü **VI Properties Category - Documentation** gelangt man zur **VI description** (s. Bild 4.12). Alles was im Feld **VI description** eingetragen wird erscheint im Fenster der Kontext-Hilfe.

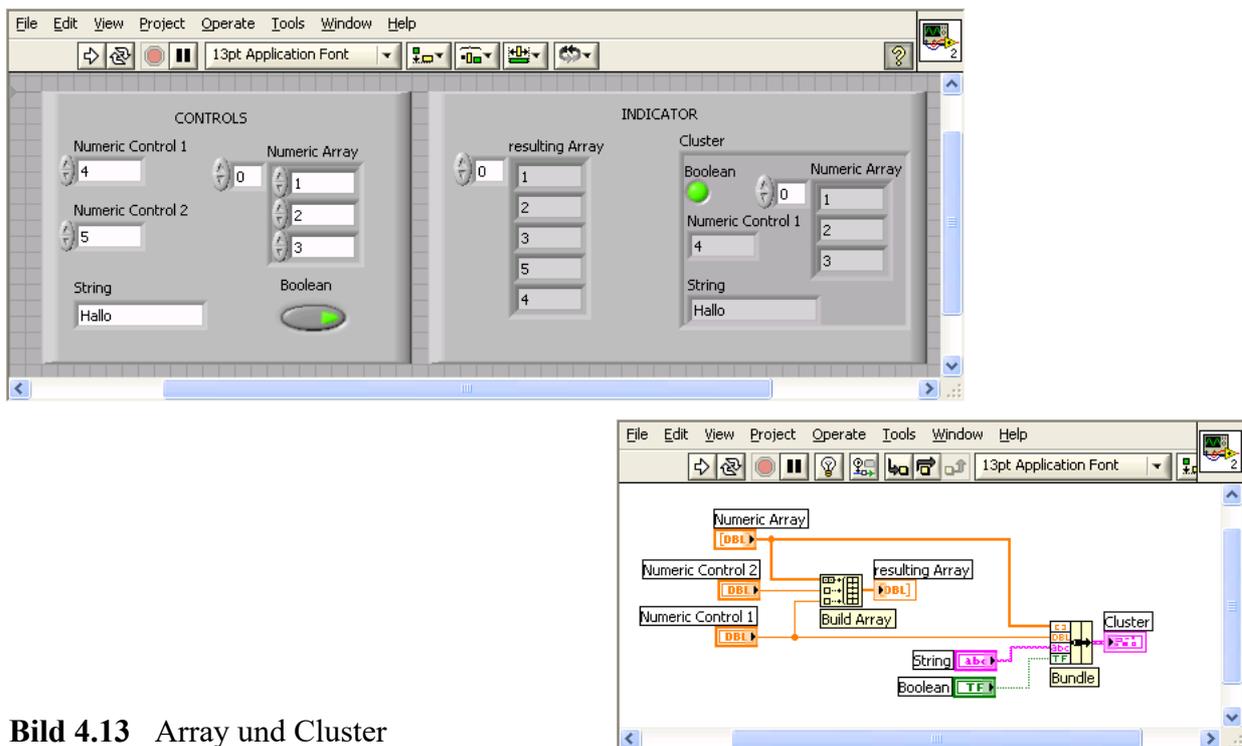


**Bild 4.12** VI Dokumentation

<sup>6</sup> Die automatische Werkzeugwahl muss aktiviert sein!

#### 4.2.4 Arrays und Cluster

**Arrays** sind Datenstrukturen mit denen in LabVIEW mehrere Elemente vom **gleichen Datentyp** zusammengefasst werden. Will man Elemente **unterschiedlichen Datentyps** zusammenfassen, so geschieht dies in LabVIEW mit dem Datentyp **Cluster** vergleichbar einem C struct. LabVIEW bietet sehr viele Funktionen für Arrays und Cluster an. Sie befinden sich in der **Function – Palette** in den Unterpaletten **Array** sowie **Cluster, Class & Variant**. Zu den wichtigsten Funktionen gehören die **Build Array** sowie die **Bundle** Funktion, mit denen Elemente zu Arrays oder Clustern zusammengefasst werden können. Nachfolgend zur Veranschaulichung ein Beispiel:



**Bild 4.13** Array und Cluster

Die **Build Array** Funktion fügt an das vorhandene, eindimensionale **Numeric Array** mit den drei Elementen {1, 2, 3} die beiden Skalare von **Numeric Control 1** und **Numeric Control 2** an. Ergebnis ist das eindimensionale **resulting Array** mit 5 Elementen {1, 2, 3, 5, 4}.

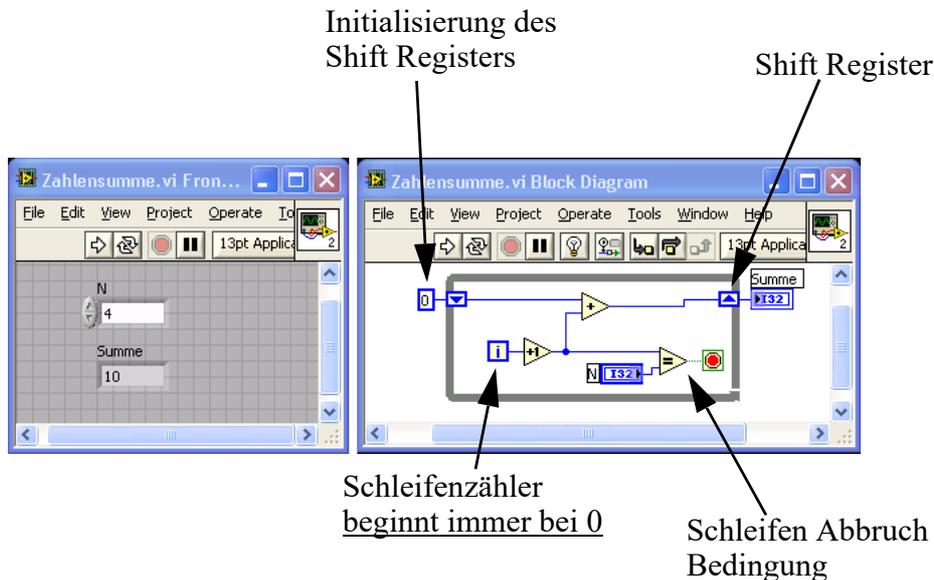
Über die **Bundle** Funktion werden das eindimensionale **Numeric Array**, das **Boolsche Control**, das **String Control** sowie das **Numeric Control 1** zu einem **Cluster** zusammengefasst.

#### 4.2.5 While-Schleife und Shift Register

Die While-Schleife kann über die Palette **Functions – Structures – While Loop** (s. Bild 4.6 auf Seite 8) im Block-Diagramm platziert werden. Bild 4.14 zeigt ein einfaches VI, das die Summe der ersten N natürlichen Zahlen mit Hilfe einer While-Schleife und eines Shift-Registers berechnet. Die While-Schleife besteht aus einem grauen Rahmen. Alle Funktionen, die sich innerhalb dieses Rahmens befinden, werden in jedem Schleifendurchgang ausgeführt. Um einen Variablenwert vom vorhergehenden Schleifendurchgang in den nächsten zu transferieren, benötigt man ein **Shift-Register**. Über das Kontext-Menü der While-Schleife (Rechtsklick auf den grauen Rahmen) lässt sich das Shift-Register mit **Add Shift Register** hinzufügen. Das Shift-Register Symbol  erscheint dann links und rechts im Rahmen der While-Schleife.

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Am linken Shift-Register Symbol kann das Register vor dem Schleifeneintritt initialisiert werden. Am rechten Symbol wird der Inhalt des Shift-Registers nach Beendigung der Schleife ausgegeben. Innerhalb der Schleife wird am rechten Symbol ein Datenwert eingespeist, der im nächsten Schleifendurchlauf am linken Symbol bereit steht.

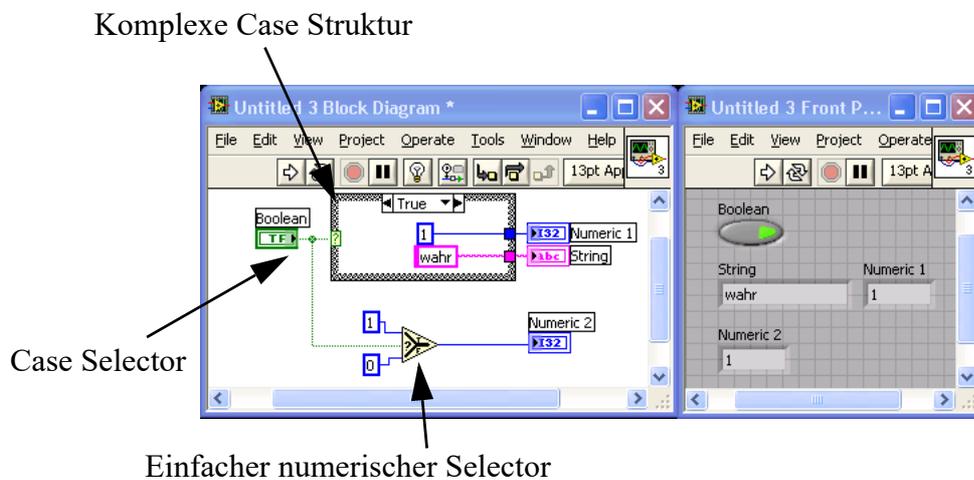


**Bild 4.14** While-Schleife mit Shift-Register

Ist die Abbruch-Bedingung erfüllt, so endet die While-Schleife nach Vollendung des aktuellen Durchlaufs. Zeigt das Abbruchsymbol ein STOPP-Schild , so wird die Schleifenausführung beim Wert TRUE beendet. Zeigt das Abbruchsymbol einen Pfeil , so wird beim Wert TRUE die Schleife weiter ausgeführt. Die Abbruchbedingung kann über das Kontext-Menü des Abbruchsymbols (rechter Mausklick in das Symbol) gewählt werden.

#### 4.2.6 Case-Struktur

Zur Fallunterscheidung existiert in LabVIEW die Case-Struktur. Sie kann über die Palette **Functions - Structures - Case Structure** (s. Bild 4.6 auf Seite 8) im Block Diagram platziert werden.



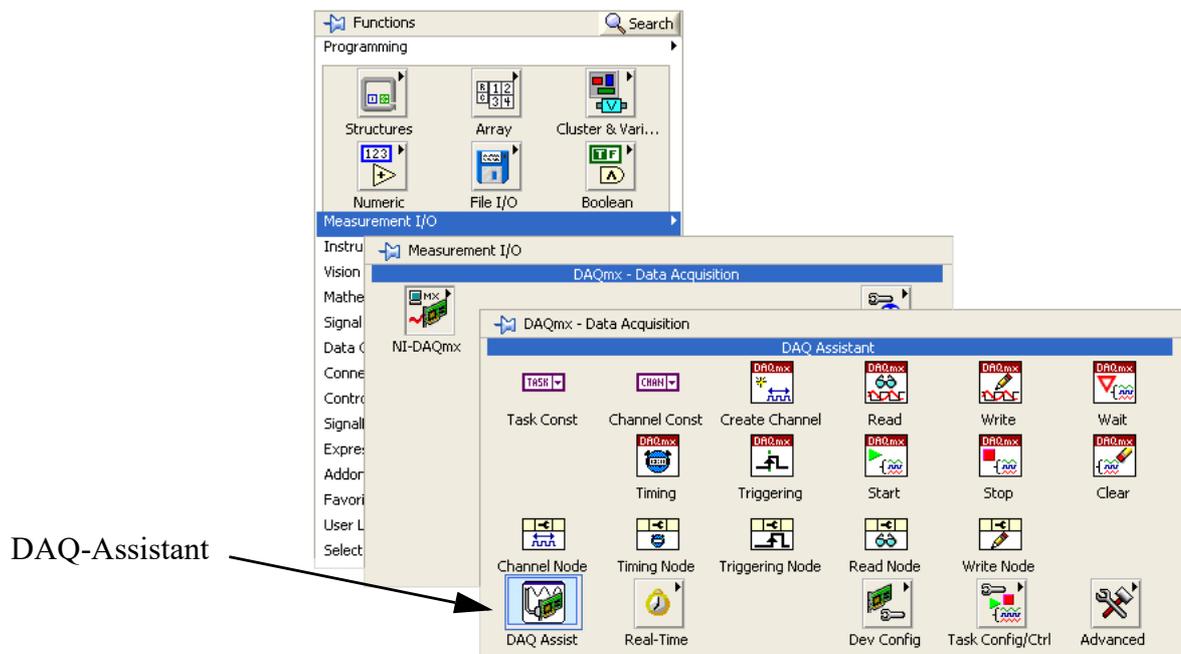
**Bild 4.15** Case-Struktur und numerischer Selector

Die Case-Struktur besteht wie die While-Schleife aus einem Rahmen, innerhalb dessen sich die auszuführenden Objekte des entsprechenden Falls befinden (s. Bild 4.15 oben). Am Rahmen befindet sich der Case-Selector . Ist er mit einer Variablen des Typs boolean verbunden, kennt die Case-Struktur die Fälle True  und False. Über die Pfeilsymbole kann der jeweilige Fall selektiert werden. Wird der Case-Selector mit einer Variablen des Typs Integer verbunden, so können mehr als zwei Fälle selektiert werden. Die Selektion erfolgt über den Wert der Integer Variablen.

Neben der komplexen Case-Struktur existiert in LabVIEW noch ein einfacher, numerischer Selector , der je nach Belegung der Boole'schen Variablen zwischen 2 Daten selektiert (s. Bild 4.15 unten).

### 4.3 DAQ - Assistant

Mit dem DAQ-Assistent wird die Datenerfassungshardware konfiguriert. Sie platzieren ihn im Block Diagram über die Palette **Functions – Measurement I/O – DAQmx – Data Acquisition** (s. Bild 4.16).



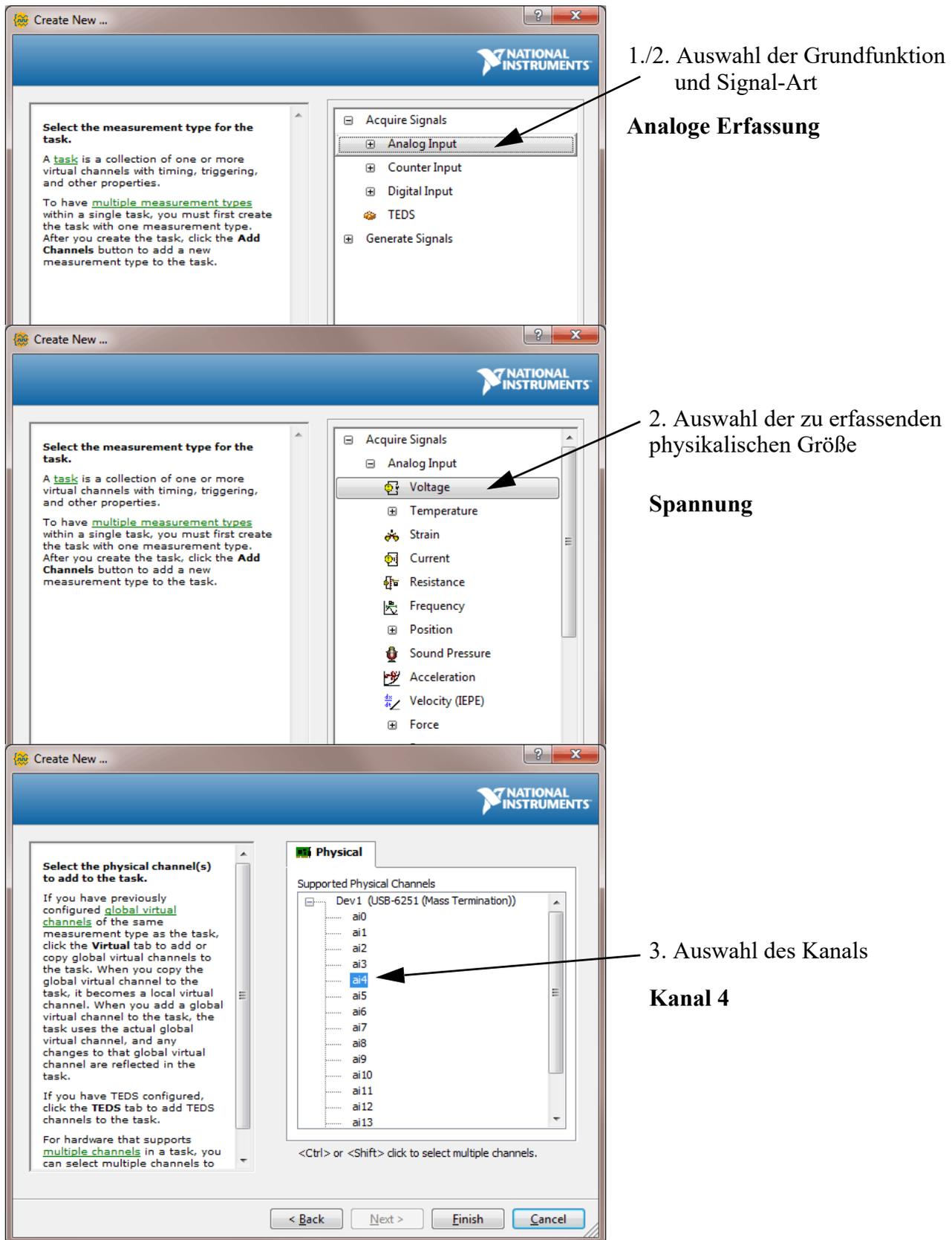
**Bild 4.16** Function Palette Data-Acquisition

Der DAQ-Assistent ist ein sog. **Express-VI**. Express-VIs unterscheiden sich von herkömmlichen VIs dadurch, dass sie komplexe Funktionen bereitstellen, die über ein eigenes Dialogfenster konfiguriert werden. Nach der Konfiguration generiert LabVIEW sehr effizient den zugehörigen Programmcode.

Der Konfigurationsdialog öffnet sich beim ersten Platzieren des VIs automatisch. Die Grundkonfiguration für die Spannungsmessung gliedert sich in drei Teile (s. Bild 4.17):

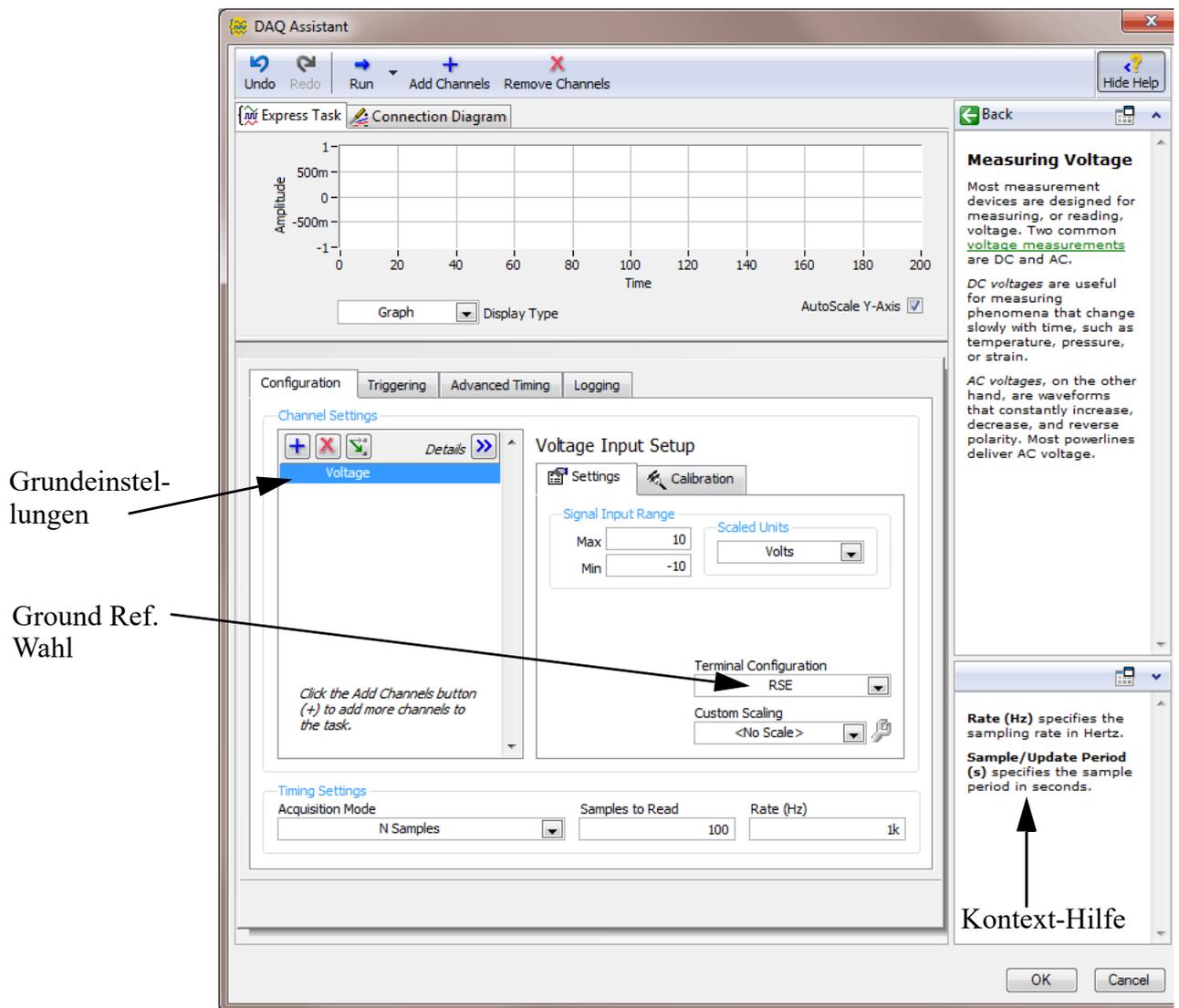
1. Auswahl der DAQ-Grundfunktion (Acquire / Generate Signal)
2. Auswahl der Signal-Art (Analog, Digital, Counter)
3. Auswahl der zu erfassenden physikalischen Größe (Analog Input - Voltage)
4. Auswahl des Multiplexer-Messkanals (s. auch Bild 4.2 auf Seite 5)

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen



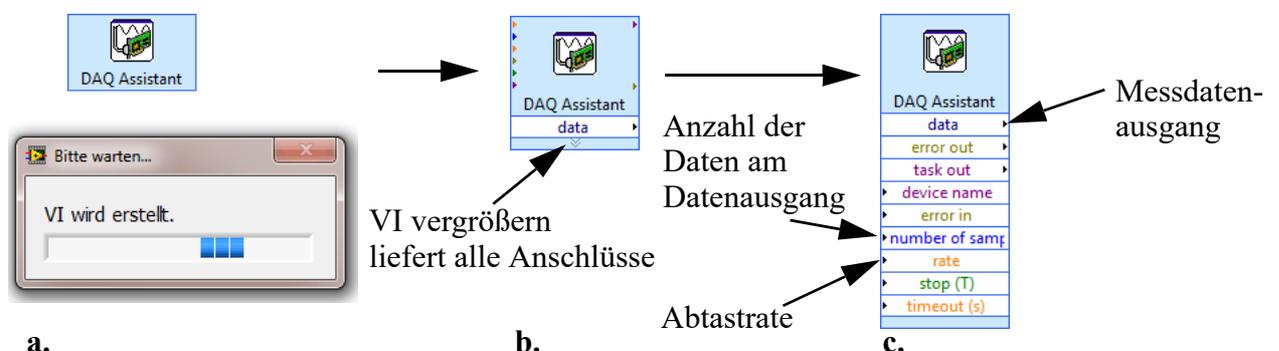
**Bild 4.17** DAQ-Assistant-Dialog: Grundkonfiguration für die Spannungsmessung auf Kanal 4.

Nach der Grundkonfiguration öffnet sich das Dialogfeld für die Detailsinstellungen (s. Bild 4.18.)



**Bild 4.18** DAQ-Assistent Detailsinstellungen

Über das eingebaute Kontext-Hilfe-Fenster wird je nach Mausposition der passende Hilfetext zur Einstellmöglichkeit gegeben. Nach dem Schließen des Detail-Dialoges wird das VI generiert (s. Bild 4.19 a)



**Bild 4.19** a. Erzeugung des VI, b. Fertiges VI, c. VI mit allen Anschlüssen

## 4.4 Sensorkenngrößen und Fehlerfortpflanzung

### 4.4.1 Messgleichung und Schätzung der Sensorkenngrößen

Sensoraufnehmer zur Messung physikalischer, nichtelektrischer Größen liefern häufig eine zur Messgröße proportionale Spannung. Die Proportionalitätskonstante wird als Skalenfaktor ( $SF$ ) bezeichnet. Ist die physikalische Größe vorzeichenbehaftet, so wird die Messspannung oft mit einer **Nullpunktsspannung (Offsetvoltage  $u_{off}$ )** überlagert, damit der gesamte, vorzeichenbehaftete physikalische Messbereich auf einen positiven Spannungsbereich abgebildet werden kann. Negative, physikalische Messgrößen sind dann kleiner  $u_{off}$ , positive größer  $u_{off}$ .

Gl. (4.1) zeigt die **lineare Messgleichung** eines Sensors.  $a$  ist die physikalische Größe,  $\tilde{u}$  die vom Sensor gelieferte Spannung.

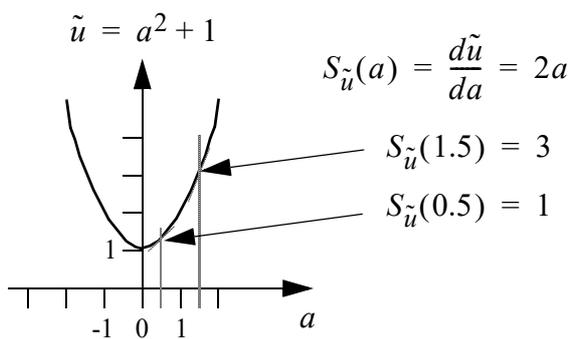
$$\tilde{u} = SF \cdot a + u_{off} \quad \text{Gl. (4.1)}$$

Als **Sensorempfindlichkeit** bezeichnet man die Steigung der Sensorkennlinie:

$$S_{\tilde{u}} = \frac{d\tilde{u}}{da} \quad \text{Gl. (4.2)}$$

Ist der Zusammenhang zwischen physikalischer Größe und Sensorspannung linear, wie in Gl. (4.1), so ist die Empfindlichkeit konstant und identisch mit dem Skalenfaktor. Bei nichtlinearen Zusammenhängen ist die Empfindlichkeit eine Funktion von  $a$  und kann je nach gewähltem Arbeitspunkt stark variieren.

**Beispiel:**



Für den Arbeitspunkt  $a = 0$  zeigt der Sensor keine Empfindlichkeit, d. h. die Steigung der Kennlinie ist Null (Minimum der Kurve). Mit steigendem  $a$  wird der Sensor immer empfindlicher, was sich in einer steileren Kennlinie der Messgleichung zeigt. Eine hohe Empfindlichkeit bedeutet demnach:

Ein kleines  $\Delta a$  liefert ein großes  $\Delta \tilde{u}$ .

Die Ausgangsspannung  $\tilde{u}$  des Sensors ist fast immer von einem sensortypischen **Messrauschen  $\eta$**  überlagert. Der wahre Messwert  $u$  kann daher nicht direkt erfasst werden. Es gilt:

$$\tilde{u} = u + \eta \quad \text{Gl. (4.3)}$$

Das Messrauschen wird in der Regel als **gaußverteilt und mittelwertfrei** angenommen und über den **Effektivwert (RMS<sup>7</sup>-Wert)**  $\eta_{\text{RMS}}$  spezifiziert.

Um den wahren Messwert  $u$  der sich nicht ändernden Sensorgröße zu erhalten, muss das Messrauschen eliminiert werden. Die Mittelung einer ausreichend großen Anzahl  $N$  von Einzelmessungen liefert  $\bar{u}$ . Aus einer Messreihe mit  $N$  Spannungswerten  $\tilde{u}$  folgt über die Stichprobenformel:

$$\begin{aligned}\bar{u} &= \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \tilde{u}_i = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N u + \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \eta_i \\ \Rightarrow \bar{u}|_{N \rightarrow \infty} &= \frac{1}{N} \cdot N \cdot u = u \quad \underbrace{\qquad\qquad\qquad}_{= 0|_{N \rightarrow \infty} \text{ da mittelwertfrei}}\end{aligned}\quad \text{Gl. (4.4)}$$

Die **Varianz**  $\sigma_{\eta}^2$  **des Messrauschens** kann bei einer ausreichend großen Anzahl  $N$  von Messungen über die nachfolgende Stichprobenformel geschätzt werden [4]:

$$\sigma_{\eta}^2 = \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=1}^N (\tilde{u}_i - \bar{u})^2 = \frac{1}{N-1} \cdot \left[ \left( \sum_{i=1}^N \tilde{u}_i^2 \right) - N\bar{u}^2 \right] \quad \text{Gl. (4.5)}$$

In der Praxis kommt - bei ausreichend großem  $N$  - meist die folgende, vereinfachte Berechnung zur Anwendung:

$$\sigma_{\eta}^2 \approx \left( \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \tilde{u}_i^2 \right) - \bar{u}^2 \quad \text{Gl. (4.6)}$$

Für die Standardabweichung gilt:

$$\sigma_{\eta} = \eta_{\text{RMS}} \quad \text{Gl. (4.7)}$$

#### 4.4.2 Fehlerfortpflanzung

Eine häufig gestellte Frage in der Messtechnik ist die der Fehlerfortpflanzung, bei der man wissen möchte, wie sich eine verfälscht erfasste Größe auf die Weiterverarbeitung auswirkt. Im Beispiel auf Seite 18 war die Messgleichung gegeben durch:

$$\tilde{u} = a^2 + 1 \quad \text{Gl. (4.8)}$$

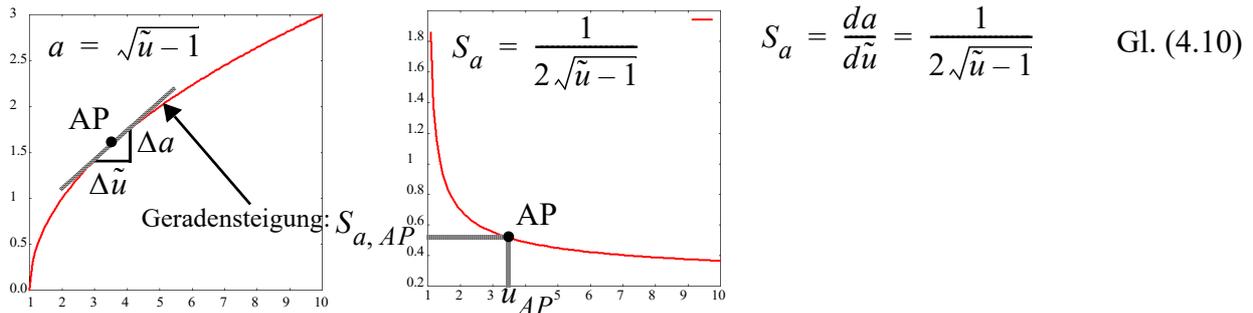
<sup>7</sup>. RMS: engl. **Root-Mean-Square**

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

$\tilde{u}$  stellt die vom Messgerät erfasste Spannung dar. Will man die eigentliche physikalische Größe  $a$  aus der Messgröße bestimmen, so muss die Messgleichung entsprechend umgeformt werden:

$$a = \sqrt{\tilde{u} - 1}, \text{ es sei } a > 0 \quad \text{Gl. (4.9)}$$

Zur Abschätzung, welchen Einfluss das Messrauschen  $\eta$  (es war  $\tilde{u} = u + \eta$ ) auf die Größe  $a$  hat, wird zuerst die Empfindlichkeit  $S_a$  bestimmt. Mathematisch gesehen entspricht dies der Bestimmung der Steigung der Kennlinie  $a = f(\tilde{u})$ :



$$S_a = \frac{da}{d\tilde{u}} = \frac{1}{2\sqrt{\tilde{u} - 1}} \quad \text{Gl. (4.10)}$$

Den Fehler  $\Delta a$ , verursacht durch den Messfehler  $\Delta \tilde{u}$  im Arbeitspunkt  $u_{AP}$ , erhält man durch eine lineare Approximation im Arbeitspunkt (man legt eine tangente Gerade durch den Arbeitspunkt):

$$\Delta a = \left. \frac{da}{d\tilde{u}} \right|_{\tilde{u} = u_{AP}} \cdot \Delta \tilde{u} = \frac{1}{2\sqrt{u_{AP} - 1}} \cdot \Delta \tilde{u} \quad \text{Gl. (4.11)}$$

Der Messfehler  $\Delta \tilde{u}$  wird vom Messrauschen verursacht. Da das Messrauschen als **Gauß-verteilt** angenommen wurde, befinden sich **99.7% aller Messwerte innerhalb des  $3\sigma_\eta$ -Bereiches** [4]. Als Abschätzung gilt daher:

$$\Delta \tilde{u} \approx 3\sigma_\eta = 3\eta_{\text{RMS}} \quad \text{Gl. (4.12)}$$

Die Taylor-Entwicklung stellt die Verallgemeinerung der linearen Approximation im Arbeitspunkt dar. Mit ihr lässt sich der Fehler  $\Delta y$  des Messergebnisses abschätzen.

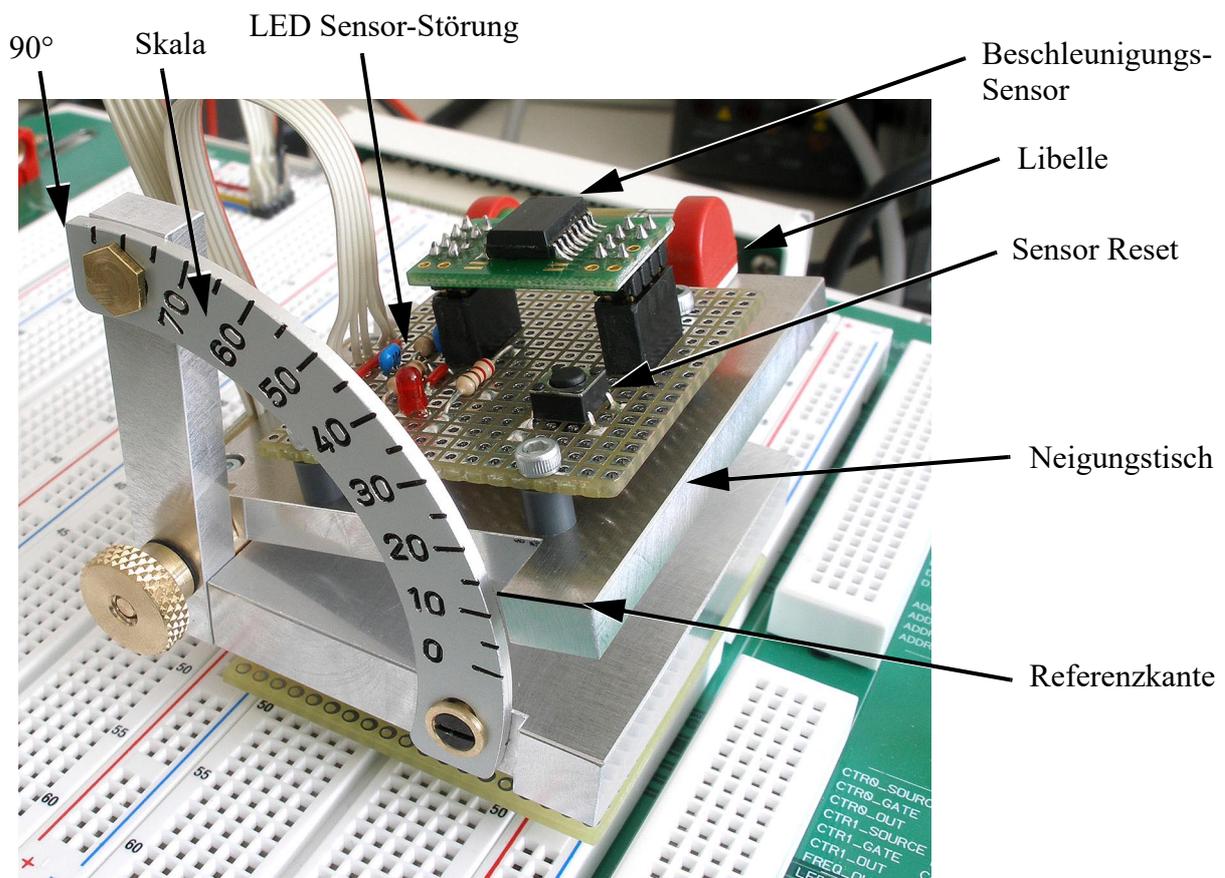
Berechnet sich die gesuchte Größe  $y = f(\tilde{u}_1, \tilde{u}_2, \dots, \tilde{u}_i)$  aus mehreren Messgrößen  $\tilde{u}_1, \tilde{u}_2, \dots, \tilde{u}_i$  so lässt sich der Fehler  $\Delta y$  aus der Taylor-Entwicklung von  $f$  in den Arbeitspunkten  $u_{1AP}, u_{2AP}, \dots, u_{iAP}$  wie folgt abschätzen:

$$\Delta y = \left. \frac{\partial f}{\partial \tilde{u}_1} \right|_{u_{1AP}} \cdot \Delta \tilde{u}_1 + \left. \frac{\partial f}{\partial \tilde{u}_2} \right|_{u_{2AP}} \cdot \Delta \tilde{u}_2 + \dots + \left. \frac{\partial f}{\partial \tilde{u}_i} \right|_{u_{iAP}} \cdot \Delta \tilde{u}_i \quad \text{Gl. (4.13)}$$

## 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

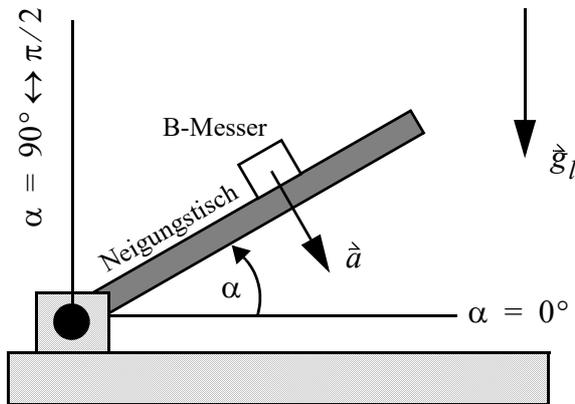
Über die Libelle können Sie die Horizontale überprüfen. Über eine gedachte Verlängerung der Referenzkante zur Skala können Sie den Neigungswinkel manuell ablesen.

### 5.1 Aufgabe 1: Modellbildung

Bild 5.2 zeigt ein Modell des Neigungstisches, auf dem der Beschleunigungsmesser (B-Messer) montiert ist. Je nach Neigungswinkel  $\alpha$  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 $\eta_{RMS}$				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  $\alpha$  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  $\varphi$ . Eine gute Näherungsformel für  $g_l$  ist durch Gl. (5.1) gegeben:

## 5. Kapitel: Versuchsteil

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

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

### 5.2 Aufgabe 2: VI zur Winkelumrechnung

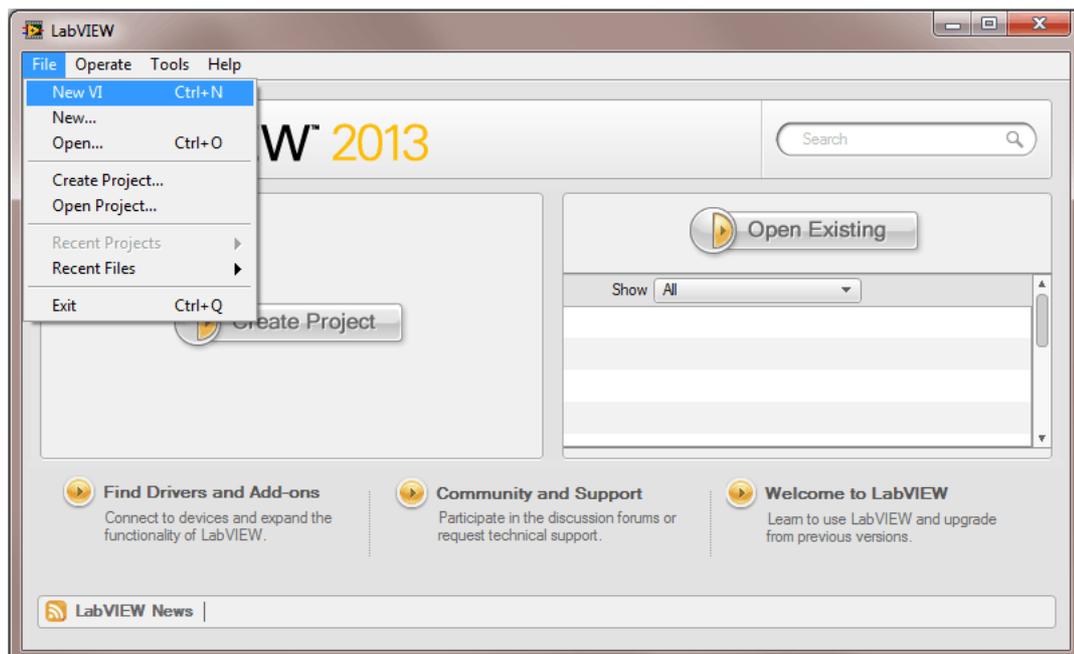
In Programmiersprachen werden die Argumente der Trigonometrischen Funktionen (sinus, kosinus, tangens) im Bogenmaß (rad) angegeben. Der Mensch kann jedoch mit Winkelangaben im Gradmaß besser umgehen. Wird beispielsweise eine Steigung mit  $10^\circ$  angegeben, so haben wir davon eine gute Vorstellung. 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.

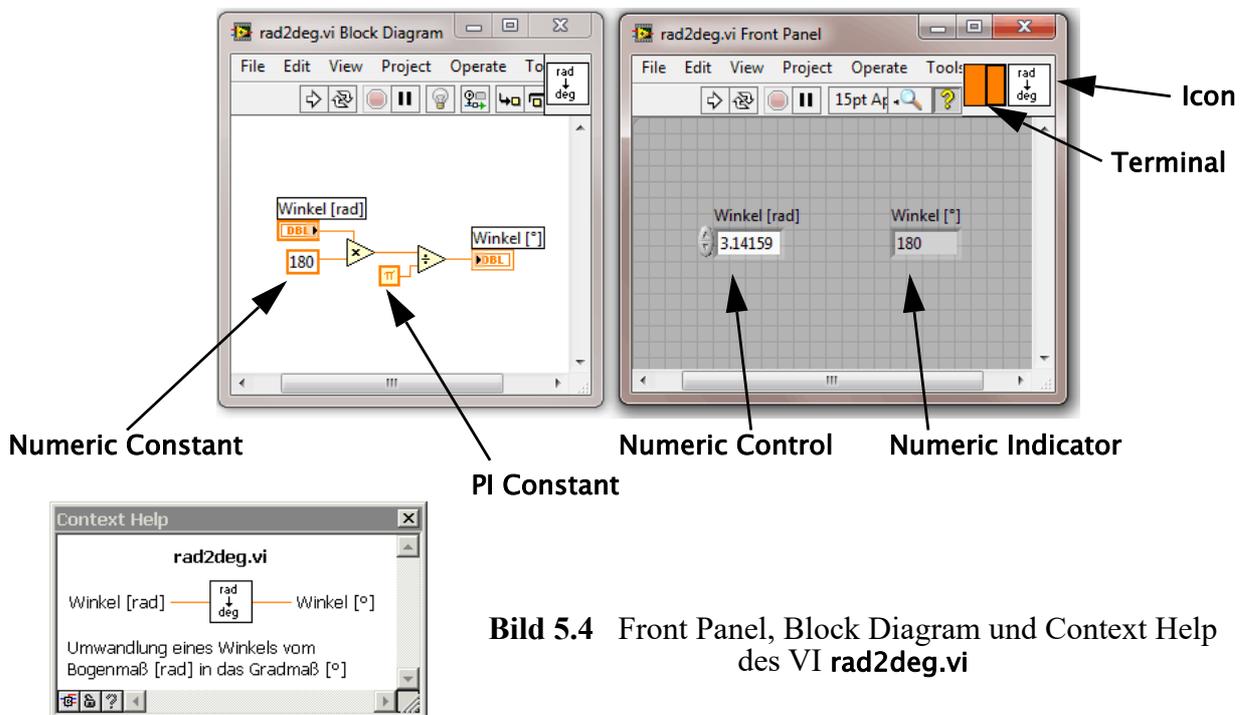


**Bild 5.3** LabVIEW Start Dialogfeld

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  $\pi$  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**

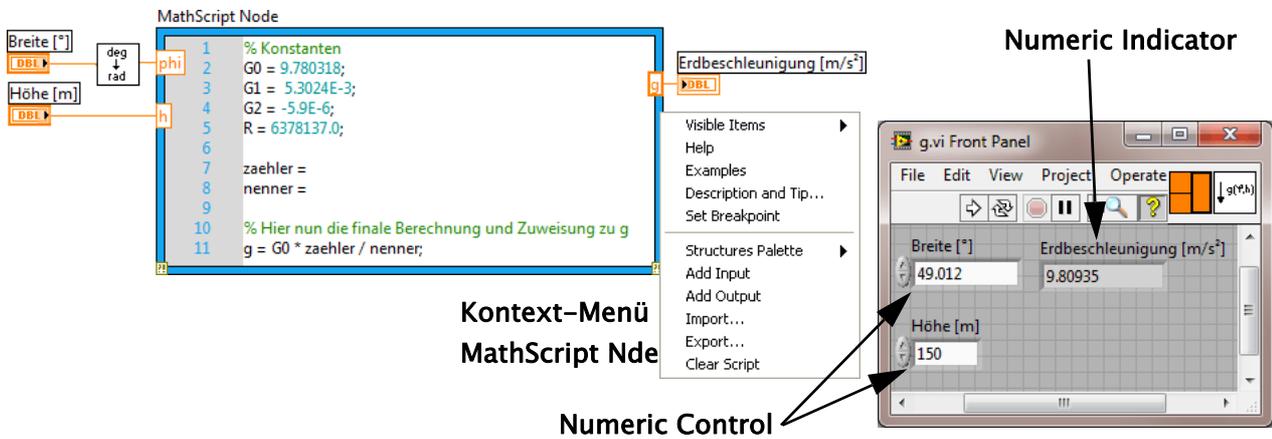
Überprüfen Sie die Funktionsweise Ihres VI durch geeignete Eingabewerte. Über den  **Run** - Knopf starten Sie die Ausführung. Aktivieren Sie testweise die  **Highlight Execution** Funktion zur Visualisierung des Datenflusses im **Block Diagram** während der Ausführung.

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 Diagram 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:

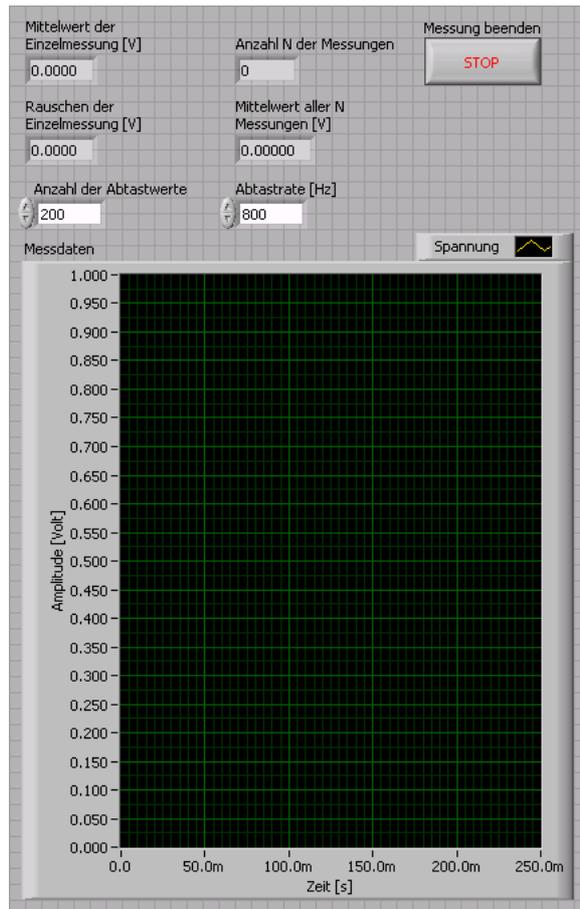
Ort	geographisch Breite [°]	Höhe über dem Meer [m]	Erdbeschleunigung [m/s <sup>2</sup> ]
Mount Everest	28°	8850m	
Nairobi	0°	1600m	
Karlsruhe (ETGP)	49°	160m	
Nordpol	90°	0m	

**Tabelle 5.2** Verschiedene Erdbeschleunigungen

## 5.4 Aufgabe 4: VI zur Bestimmung der Sensorkennendenen

In Aufgabe 1 haben Sie für eine Abschätzung der maximalen Ausgangsspannung die Sensorkennendenen aus dem Datenblatt verwendet. Um eine möglichst genaue Neigungswinkelmessung zu erhalten ist es zweckmäßig, die individuellen Sensorkennendenen messtechnisch zu bestimmen. Vervollständigen Sie dazu das VI **Mean\_Vorlage.vi**. Kopieren Sie zuerst das VI aus dem Ordner **Vorlagen** auf den Desktop. Benennen Sie es um in **Mean.vi**.

Das VI erfasst über den DAQ-Assistent kontinuierlich die Sensormesswerte mit einer Abtastfrequenz von 800Hz. Jeweils 200 Abtastwerte liegen im **Ausgabe Array** zur Weiterverarbeitung bereit.

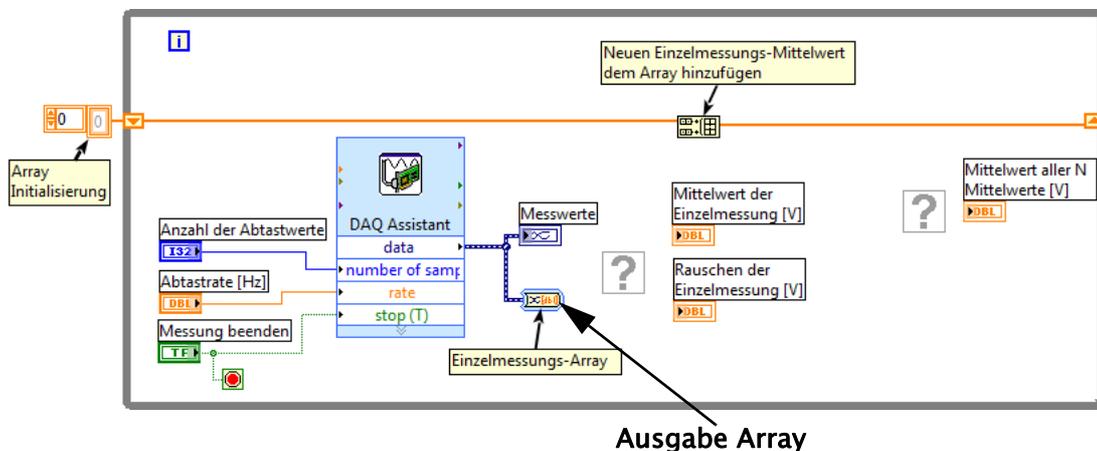


### Hinweise:

Nach dem Öffnen des VI erscheint nur das **Front Panel**. Mit **STRG-E** öffnen Sie das zugehörige **Block Diagram**.

Vergewissern Sie sich, dass Ihre **Hardware eingeschaltet ist**:

- DAQ-Hardware
- Elvis Hauptschalter (Rückseite)
- Elvis Schalter für das Steckbrett (vorn links)



**Ausgabe Array**

**Bild 5.6** Front Panel und Block Diagram des VI **Mean\_Vorlage.vi**

## 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** ( $\sigma$ ) 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 das 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  $\alpha_1, \alpha_2$  ?

Wie groß ist jeweils N ? , Wie groß ist  $\eta_{RMS}$  ?

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:

$$u_1 = \text{_____ V} \qquad u_{off} = \text{_____ V}$$

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

$$N_1 = \text{_____}$$

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

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

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

$$N_2 = \text{_____}$$

$$\eta_{RMS2} \approx \text{_____ mV} \qquad S = \text{_____ V/g}$$

### 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**.

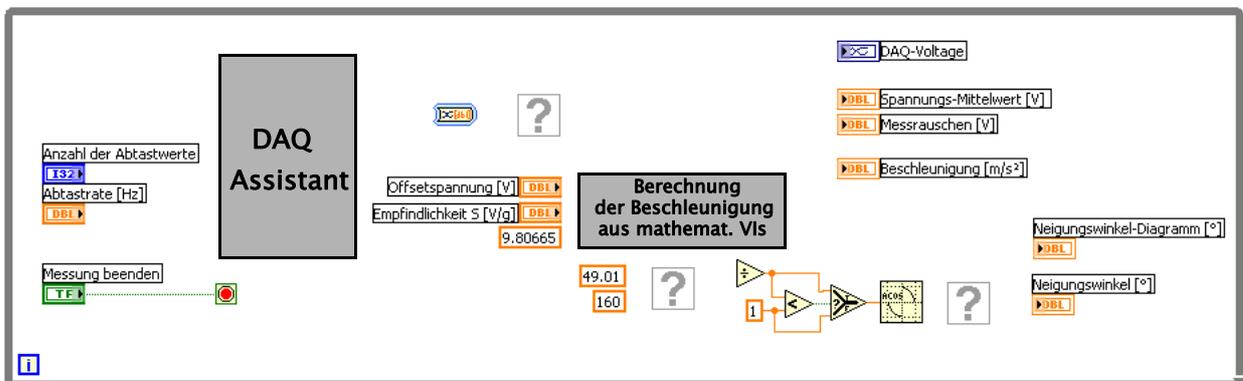


Bild 5.7 Vorlage Block Diagram des VI Neigungsmesser.vi

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

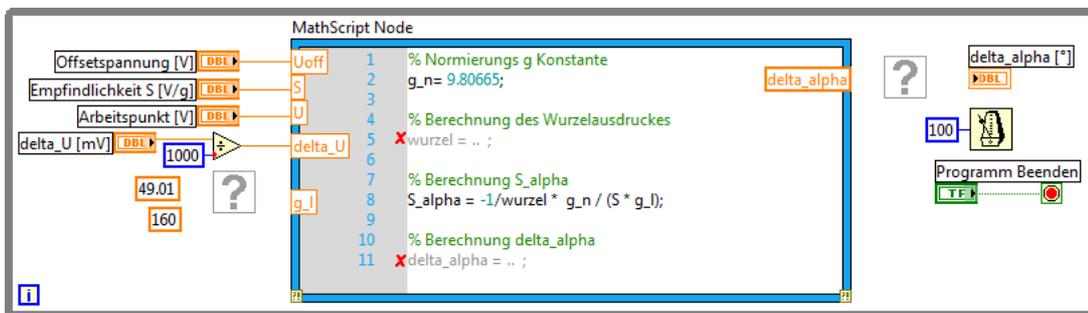
In Aufgabe 1 haben Sie die Empfindlichkeit  $S_\alpha = \frac{d\alpha}{d\tilde{u}}$  berechnet. Erstellen Sie nun ein VI zur Berechnung des Winkelfehlers  $\Delta\alpha$  als Funktion des Messfehlers  $\Delta\tilde{u}$ . Kopieren Sie das VI **Fehlerfortpflanzung\_Vorlage.vi** aus dem Ordner Vorlagen 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 [°]
<b>90°</b>		

**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 Wurzelausdruck 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:

**SCHERER** Ingenieure für Projekte

### 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

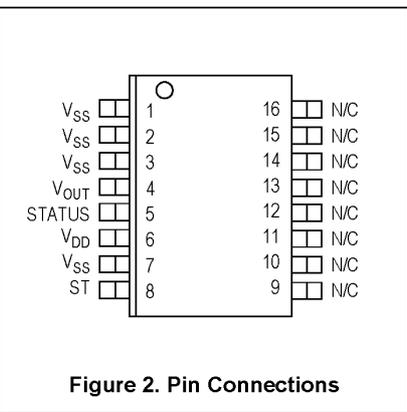
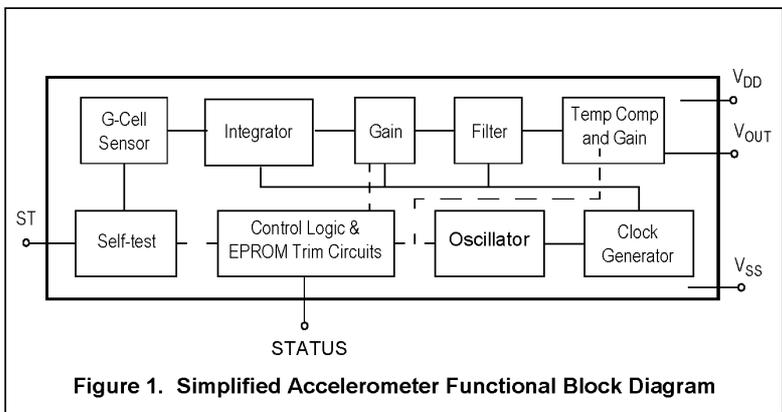
**MMA1260**

**MMA1260D: Z AXIS SENSITIVITY  
 MICROMACHINED  
 ACCELEROMETER  
 ±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



**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 <sup>(1)</sup>	$D_{drop}$	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.<sup>(1)</sup>)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Operating Range <sup>(2)</sup>					
Supply Voltage <sup>(3)</sup>	$V_{DD}$	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	$g_{FS}$	—	1.55	—	g
Output Signal					
Zero g ( $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ , $V_{DD} = 5.0\text{ V}$ ) <sup>(4)</sup>	$V_{OFF}$	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 ( $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ , $V_{DD} = 5.0\text{ V}$ ) <sup>(5)</sup>	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) <sup>(6)</sup>	$n_{SD}$	—	500	—	$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$
Self-Test					
Output Response ( $V_{DD} = 5.0\text{ V}$ )	$\Delta V_{ST}$	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 <sup>(7)</sup>	$I_{IN}$	-50	-25	-300	$\mu\text{A}$
Response Time <sup>(8)</sup>	$t_{ST}$	—	10	25	ms
Status <sup>(9), (10)</sup>					
Output Low ( $I_{load} = 100\ \mu\text{A}$ )	$V_{OL}$	—	—	0.4	V
Output High ( $I_{load} = 100\ \mu\text{A}$ )	$V_{OH}$	$V_{DD} - 0.8$	—	—	V
Output Stage Performance					
Electrical Saturation Recovery Time <sup>(11)</sup>	$t_{DELAY}$	—	—	2.0	ms
Full Scale Output Range ( $I_{OUT} = 200\ \mu\text{A}$ )	$V_{FSO}$	$V_{SS} + 0.25$	—	$V_{DD} - 0.25$	V
Capacitive Load Drive <sup>(12)</sup>	$C_L$	—	—	100	pF
Output Impedance	$Z_O$	—	50	—	W
Mechanical Characteristics					
Transverse Sensitivity <sup>(13)</sup>	$V_{XZ,YZ}$	—	—	5.0	% FSO

1. For a loaded output the measurements are observed after an RC filter consisting of a 1 k $\Omega$  resistor and a 0.01  $\mu\text{F}$  capacitor to ground.
2. These limits define the range of operation for which the part will meet specification.
3. 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.
4. 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  $V_{DD}/2$ .
5. The device is calibrated at 5g.
6. At clock frequency  $\approx 70\text{ kHz}$ .
7. The digital input pin has an internal pull-down current source to prevent inadvertent self test initiation due to external board level leakages.
8. Time for the output to reach 90% of its final value after a self-test is initiated.
9. 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.
10. 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  $\mu\text{s}$ , unless a fault condition continues to exist.
11. Time for amplifiers to recover after an acceleration signal causes them to saturate.
12. Preserves phase margin ( $60^{\circ}$ ) to guarantee output amplifier stability.
13. 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, ( $C = A\epsilon/D$ ). Where A is the area of the plate,  $\epsilon$  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.

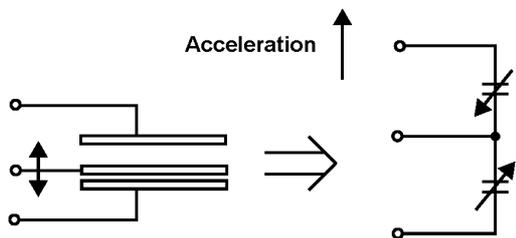


Figure 3. Transducer Physical Model

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 ( $F_e = 1/2 AV^2/d^2$ ) 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

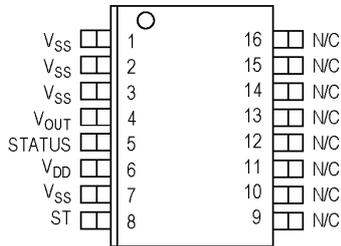
Freescale accelerometers include fault detection circuitry and a fault latch. The Status pin is an output from the fault latch, OR'd with self-test, and is set high whenever the following event occurs:

- 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.

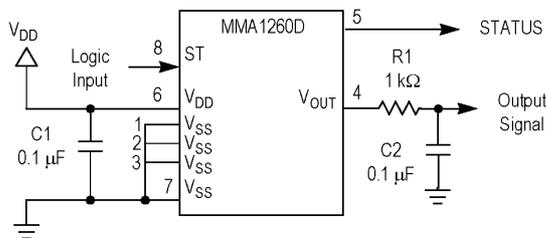
## BASIC CONNECTIONS

### Pinout Description



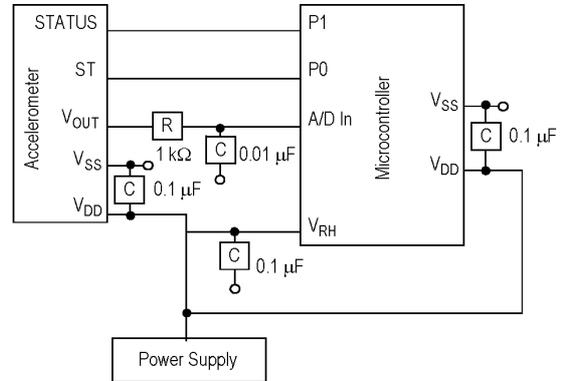
**Table 3. Pin Descriptions**

Pin No.	Pin Name	Description
1 thru 3	V <sub>SS</sub>	Redundant connections to the internal V <sub>SS</sub> and may be left unconnected.
4	V <sub>OUT</sub>	Output voltage of the accelerometer.
5	STATUS	Logic output pin to indicate fault.
6	V <sub>DD</sub>	The power supply input.
7	V <sub>SS</sub>	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.



**Figure 5. SOIC Accelerometer with Recommended Connection Diagram**

### PCB Layout



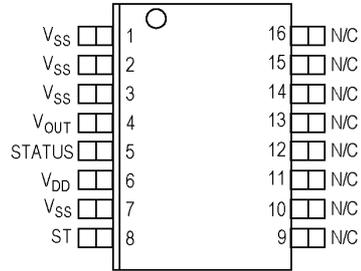
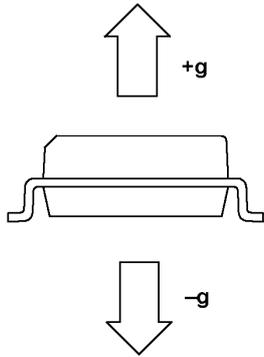
**Figure 6. Recommended PCB Layout for Interfacing Accelerometer to Microcontroller**

### NOTES:

1. Use a 0.1 μF capacitor on V<sub>DD</sub> 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 kΩ 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

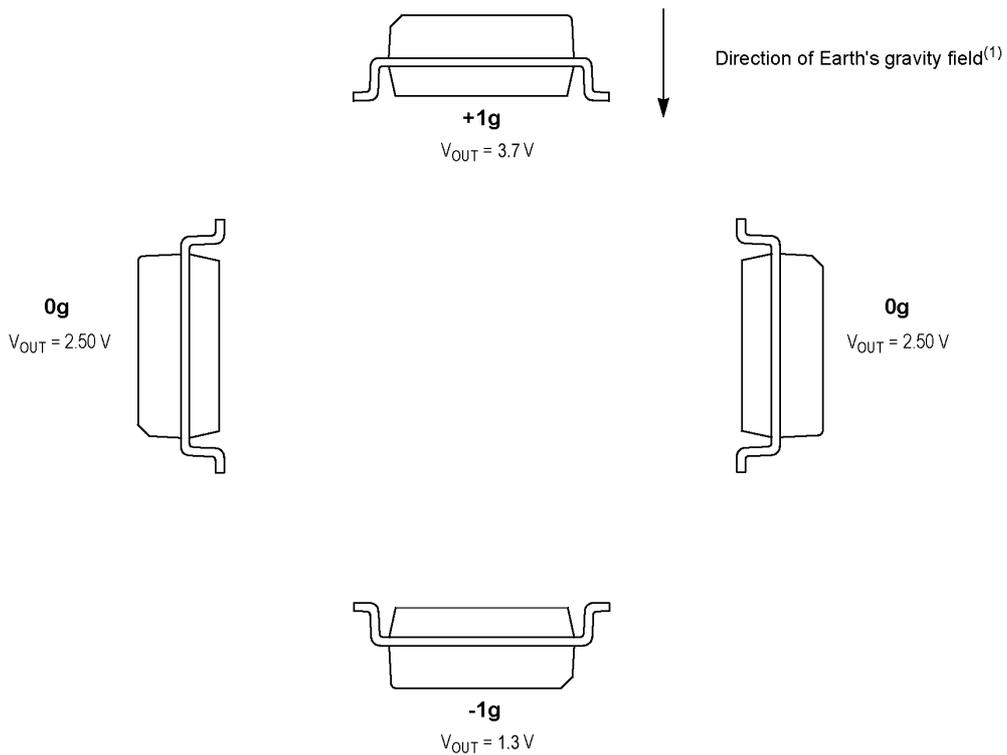
### DYNAMIC ACCELERATION



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

<b>1</b>	<b>Lernziele</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Literatur</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Geräte</b>	<b>3</b>
<b>4</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>4</b>
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
<b>5</b>	<b>Versuchsteil</b>	<b>13</b>
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
	<b>ETGP - Versuchsfeedback</b>	<b>25</b>
	<b>Anhang A Datenblatt Zenerdiode BZX84B xx</b>	<b>27</b>
	<b>Anhang B Frequenz- und Phasengang des RC-Gliedes.</b>	<b>29</b>

# 1 Lernziele

Nach der Durchführung des Versuches sollen Sie in der Lage sein, Antworten auf folgende Fragen geben zu können:

- Was ist eine Arbeitspunktanalyse?
- Was ist eine Transientenanalyse?
- Was ist eine DC-Sweep Analyse?
- Was ist eine AC-Analyse?
- Wie werden Kondensatoren und Induktivitäten bei der Arbeitspunktanalyse behandelt?
- Was versteht man unter dem stationären Zustand eines Netzwerks?
- Wie sieht die Kennlinie einer Zenerdiode aus?
- Wie lässt sich eine Spannungsstabilisierung mit einer Zenerdiode realisieren?  
Worauf müssen Sie bei der Dimensionierung achten?
- Wie lässt sich eine Spannungsstabilisierung mit einer Z-Diode und einem Bipolar-Transistor realisieren?
- Welchen Vorteil bietet die Stabilisierungsschaltung mit dem Transistor gegenüber der ohne Transistor?
- Wie ist die Grenzfrequenz des RC-Tiefpasses definiert?
- Welche maximale Phasendrehung kann ein RC-Tiefpass verursachen?
- Wie rechnet man Spannungsverstärkungen in dB um?
- Welcher Spannungs-Verstärkung entsprechen 0dB bzw. -3dB?

# 2 Literatur

- [1] Robert Heinemann: **PSPICE Einführung in die Elektroniksimulation**, Hanser Verlag
- [2] Bernhard Beetz: **Elektroniksimulation mit PSPICE**, Vieweg Verlag
- [3] Analog Devices: **LTSpice**  
<https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators.html>
- [4] Thomas L. Quarles: **Analysis of Performance and Convergence Issues for Circuit Simulation**. EECS Department, Dissertation, University of California, Berkeley 1989
- [5] M. Siegel, E. Crocol  
Vorlesungsskript bis 2019 **Elektronische Schaltungen**, IMS, KIT
- [6] Erwin Böhmer, **Elemente der angewandten Elektronik**, Vieweg Verlag
- [7] Tietze, Schenk, **Halbleiter Schaltungstechnik**, Springer Verlag

# 3 Geräte

- PC mit LTSpice

## 4 Grundlagen

### 4.1 Einleitung

In diesem Versuch sollen Sie mit den Grundlagen der elektronischen Schaltungssimulation vertraut werden. Sie werden die unterschiedlichen Analyseverfahren der Simulationssoftware kennen lernen, wobei weniger auf die interne Arbeitsweise der Software eingegangen wird, sondern der Schwerpunkt auf die Anwendungsseite gelegt wurde, da die Simulationssoftware für Sie ein Hilfsmittel zum Schaltungsentwurf sein soll.

Der Entwurf von komplexen analogen Schaltungen mit hunderten von diskreten Bauteilen - insbesondere für die Halbleiterentwicklung - ist ohne vorherige Simulation heute nicht mehr denkbar. Sie werden in diesem Versuch mehrere einfache Schaltungen mit dem Simulationstool LTSpice von Analog Devices untersuchen, um die Möglichkeiten und Grenzen der Simulationssoftware kennen zu lernen.

LTSpice basiert auf der 1989 veröffentlichten Version von SPICE 3<sup>1</sup>, einer Weiterentwicklung von SPICE 2, das an der University of California, Berkeley entwickelt wurde. Inzwischen existieren unzählige kommerzielle Simulationsprogramme wie z. B. ORCAD PSPICE von Cadence oder ALTIUM Designer. Allen gemeinsam ist die Simulationsengine SPICE 3, die jedoch von den einzelnen Herstellern individuell weiter entwickelt wurde. Im Gegensatz zur freien "Student Version" von PSPICE besitzt das ebenfalls kostenlose LTSpice keine Einschränkungen in der Komplexität des Designs, bietet dafür jedoch weniger Analysemöglichkeiten.

### 4.2 Aufbau der Simulationsumgebung

Die Elektroniksimulation mit LTSpice gestaltet sich in 3 Phasen:

1. Eingabe / Änderung des Schaltplans
2. Definition und Start der Analyse
3. Anzeige von Analyseergebnissen



Folglich müssen Sie nach **jeder** Änderung im Schaltplan die Analyse neu starten, damit Sie die korrekten Ergebnisse anzeigen können.

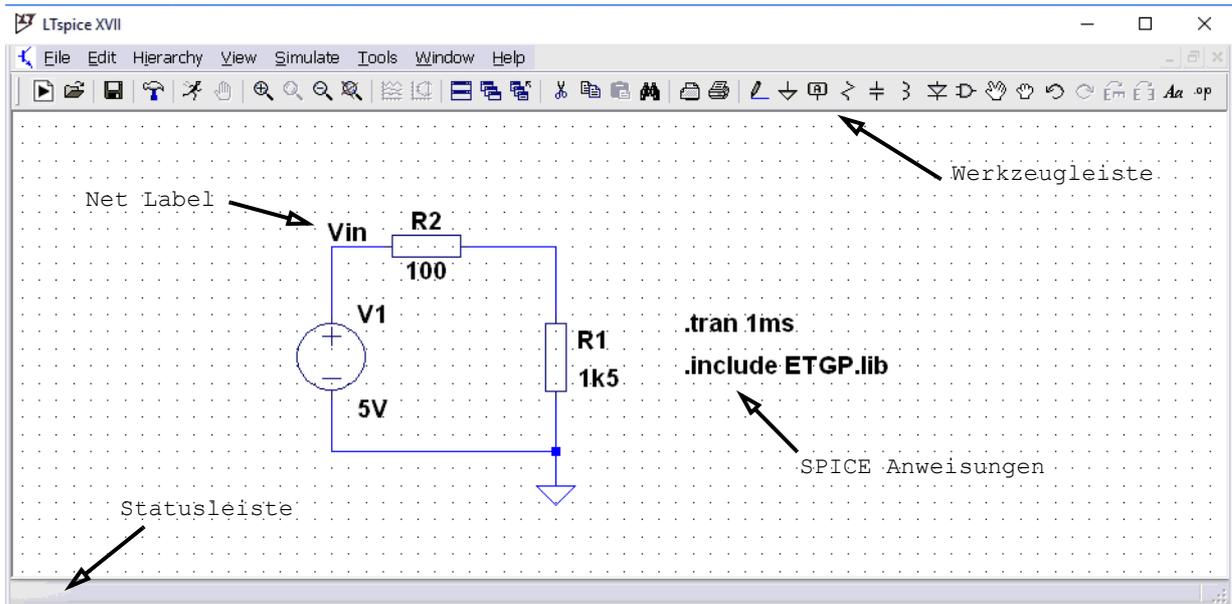
### 4.3 Schaltplaneingabe

Nach dem Programmstart von LTSpice erscheint das Hauptfenster (s. Bild 4.1 auf Seite 5), das zunächst noch leer ist. Durch einen Mausklick auf das Symbol  erstellen Sie ein neues Schaltplanblatt. Standardbauteile wie Widerstände, Kondensatoren, Spulen und Dioden können Sie über die entsprechenden Icons der Werkzeugleiste direkt auswählen. Beachten Sie, dass das amerikanische Normsymbol für den Widerstand  leicht mit dem Spulensymbol  verwechselt werden kann.

Elektrische Verbindungen zwischen den Bauteilen erstellen Sie mit dem **Draw Wire (F3)** Tool: .

---

<sup>1</sup>: SPICE: Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis. Übersetzt etwa: Simulationsprogramm mit Schwerpunkt auf integrierten Schaltungen. SPICE 3 entstand im Rahmen einer Doktorarbeit von Thomas L. Quarles an der University of California, Berkeley [4].



**Bild 4.1** LTSpice Hauptfenster mit einfachem Schaltplan und der Werkzeugleiste

Funktion	Hotkey
<b>Neuen Schaltplan erstellen</b>	<b>ALT-F N</b>
Datei öffnen	ALT-F O
Datei speichern	ALT-F S
Programm Einstellungen	ALT-T C
<b>Analyse starten</b>	<b>ALT-S R</b>
<b>Analyse abbrechen</b>	<b>Strg-H</b>
Zoom in	Strg-Z oder Mausrad drehen
Bewegen innerhalb des Zoom	
Zoom out	Strg-B oder Mausrad drehen
Zoom Modus beenden	ALT-V F
Diagrammkurven Auswahl	ALT-V V
Diagramm Autorange	ALT-V Y
Fenster nebeneinander anordnen	ALT-W T
Fenster kaskadieren	ALT-W C
Alle Fenster schließen	
<b>Schaltplanelement löschen</b>	<b>F5</b>
Element duplizieren	F6
Element einfügen	
Element suchen	Strg-F
Drucker Einstellungen	ALT-F R
Drucken	
<b>Verbindungsline erstellen</b>	<b>F3</b>
<b>Ground platzieren</b>	<b>G</b>
<b>Netzname platzieren</b>	<b>F4</b>
<b>Widerstand platzieren</b>	<b>R</b>
<b>Kondensator platzieren</b>	<b>C</b>
<b>Spule platzieren</b>	<b>L</b>
<b>Diode platzieren</b>	<b>D</b>
<b>Bibliotheksbauteil platzieren</b>	<b>F2</b>
<b>Schaltplanelement bewegen</b>	<b>F7</b>
<b>Schaltplanelement ziehen</b>	<b>F8</b>
Undo	F9
Redo	Shift-F9
Schaltplanelement drehen	Strg-R
Schaltplanelement spiegeln	Strg-E
Kommentarzeile einfügen	T
<b>SPICE Anweisung einfügen</b>	<b>S</b>



Mit der ESC-Taste wird der aktuelle Eingabemodus beendet!

Weitere nützliche Hotkeys	
<b>F1</b>	Hilfe
<b>Strg-G</b>	Zeichenraster ein-/ausschalten
ALT-Mausklick auf ein Bauteil	<b>Verlustleistung des Bauteils im Diagramm darstellen</b>
<b>Mausklick und ziehen</b>	<b>Voltage Drag</b> Bestimmen von Spannungen zwischen zwei beliebigen Punkten im Schaltplan

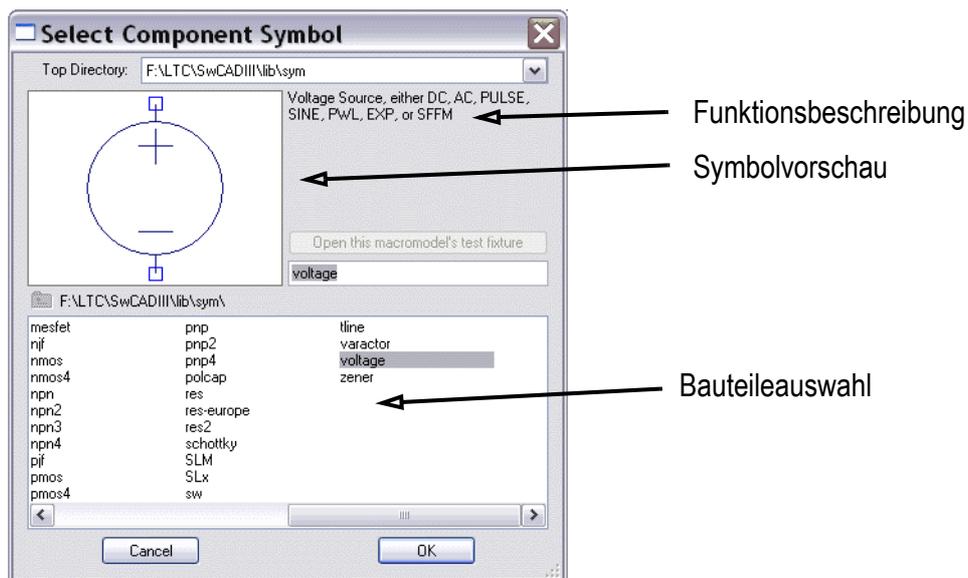
## 4. Kapitel: Grundlagen

Um Signale später bei der Anzeige der Analyseergebnisse besser identifizieren zu können ist es sinnvoll, wichtigen Verbindungen im Schaltplan eigene Namen zu geben. Die geschieht über das **Label Net** Kommando (F4, Symbol: )

 **Hinweis: Der Netzname "0" ist für das GND Netz reserviert**

### 4.3.1 Bauteilbibliothek

Über die Bauteilbibliothek haben Sie Zugriff auf weitere Bauelemente wie z. B. Spannungsquellen oder Transistoren. Mit der Funktionstaste F2 (Symbol: ) erhalten Sie folgendes Auswahlmenü:



**Bild 4.2** Auswahlfenster des Bauteilkatalogs mit ausgewählter Spannungsquelle

### 4.3.2 Schaltplanelemente, Bauteileigenschaften und Eingabekonventionen

Jedes elektronische Bauteil in LTSpice besitzt eine mathematische Modellbeschreibung, die das elektrische Verhalten des Bauteils beschreibt. Je nach Bauteilkomplexität müssen ein oder mehrere Parameter vor einem Analysedurchlauf entsprechend angepasst werden. Für einen Widerstand ist dies im einfachsten Fall der Widerstandswert in Ohm. Das entsprechende Parametermenü öffnet sich bei einem **Rechtsklick mit der Maus** auf das Bauteil im Schaltplan.

Die Zahleneingabe in LTSpice kann zusätzlich zur Dezimaleingabe auch in naturwissenschaftlicher Exponentialdarstellung ("1000" entspricht "1e3") oder mit den aus dem Ingenieurbereich bekannten Abkürzungen ("1000" entspricht "1k") erfolgen (s. Tabelle 4.1 auf Seite 7). **Hierbei wird nicht zwischen Groß- und Kleinschreibung unterschieden** ("1k" = "1K"). Weiterhin erlaubt LTSpice die Einsparung des Dezimalzeichens. Der Wert "1.5k" darf auch in der Form "1k5" geschrieben werden.

 **Hinweis:** Dadurch, dass nicht zwischen Groß- und Kleinschreibung unterschieden wird, wird häufig der Fehler gemacht, dass der Wert "1e6" mit "1M" angegeben wird.

Es gilt jedoch: "1M" = "1m" = "1e-3" ! Richtig ist "1e6" = "1Meg"

Tabelle 4.1 zeigt alle erlaubten Abkürzungen:

LTSpice Kennung	Bezeichnung	Exponentialdarstellung	Dezimaldarstellung
<b>T, t</b>	Tera	1e12	1 000 000 000 000
<b>G, g</b>	Giga	1e9	1 000 000 000
<b>Meg, meg</b>	Mega	1e6	1 000 000
<b>K, k</b>	Kilo	1e3	1 000
<b>Mil, mil</b>	1 tausendstel Zoll (1 Zoll = 2.54cm)	25.4e-6	0.000 025 4
<b>M, m</b>	Milli	1e-3	0.001
<b>u, U, μ</b>	Mikro	1e-6	0.000 001
<b>n, N</b>	Nano	1e-9	0.000 000 001
<b>p, P</b>	Piko	1e-12	0.000 000 000 001
<b>f, F</b>	Femto	1e-15	0.000 000 000 000 001

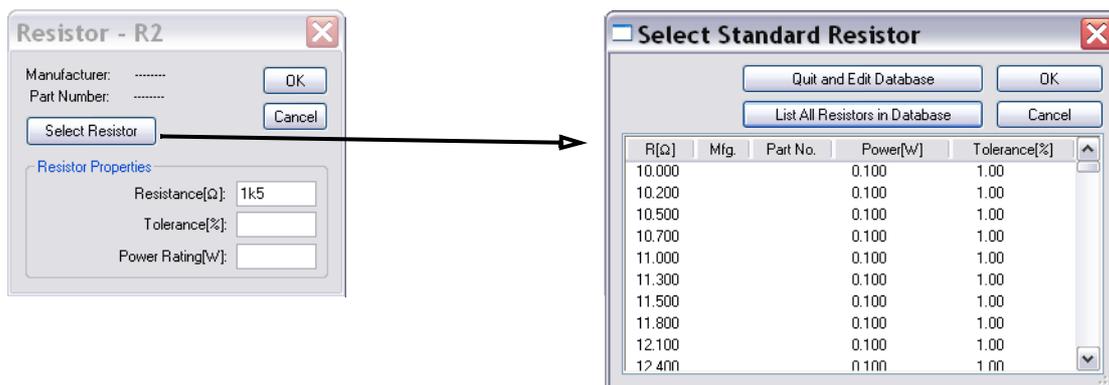
**Tabelle 4.1** Eingabekonventionen für Zahlenwerte

Nachfolgend werden die Bauteilparameter der hier verwendeten Bauteile kurz erläutert.

### 4.3.3 Ground Element

Das Ground Element (Taste **G**, Symbol: ) ist kein Bauteil im klassischen Sinn, es muss aber auf jedem Schaltplan vorhanden sein, da bezüglich dieses Referenzpunktes alle Spannungen im Netzwerk berechnet werden.

### 4.3.4 Widerstand, Spule und Kondensator

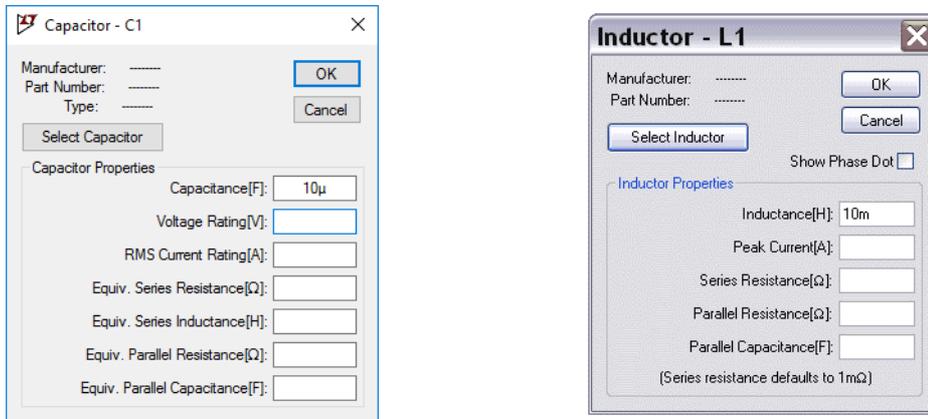


**Bild 4.3** Parametermenü des Widerstands und Auswahlmenü der Widerstandsdatenbank

Bild 4.3 zeigt das Parametermenü für einen Widerstand. Neben dem Widerstandswert in Ohm kann auch die Fertigungstoleranz sowie der Nennwert der Verlustleistung spezifiziert werden. Da Normwiderstände nicht mit jedem beliebigen Wert hergestellt werden, kann über die **Select Resistor** Auswahl aus einer Liste von Normwiderständen gewählt werden.

## 4. Kapitel: Grundlagen

Bild 4.4 zeigt das Parametermenü eines Kondensators und einer Spule. Neben der Kapazität bzw. Induktivität können noch mehrere parasitäre Bauteilparameter spezifiziert werden, die bei Bedarf den Herstellerdatenblättern zu entnehmen sind.

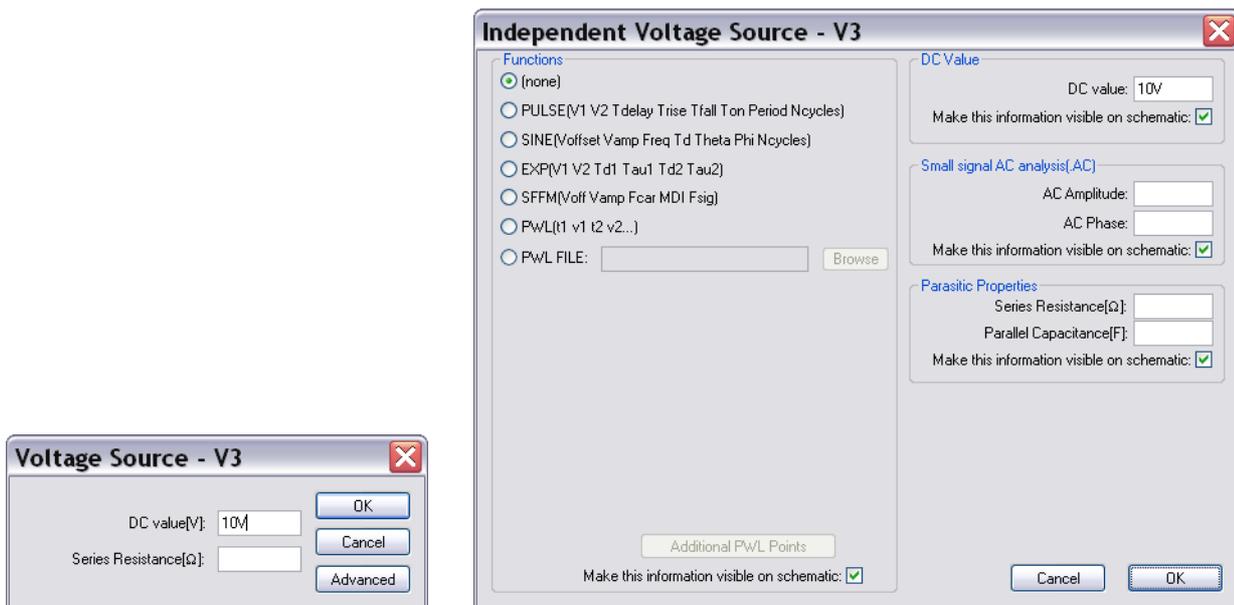


**Bild 4.4** Parametermenü des Kondensators und der Spule

Für die in diesem Versuch untersuchten Schaltungen genügt es jedoch, beide Bauteile als “ideal” zu modellieren und nur die Kapazität bzw. Induktivität zu spezifizieren. Eine detaillierte Beschreibung der Modellgrößen kann in der Programmhilfe (F1) eingesehen werden.

### 4.3.5 Spannungsquelle

Bild 4.5 zeigt das Parametermenü der Spannungsquelle. In der einfachsten Art (Bild 4.5 links) handelt es sich um eine Gleichspannungsquelle mit optionalem Innenwiderstand. Das Advanced Menü bietet die Möglichkeit, eine spezielle Kurvenform (Puls, Sinus, Exponential, ...) zu definieren.



**Bild 4.5** Parametermenü der Spannungsquelle

### 4.3.6 Spice Anweisungen

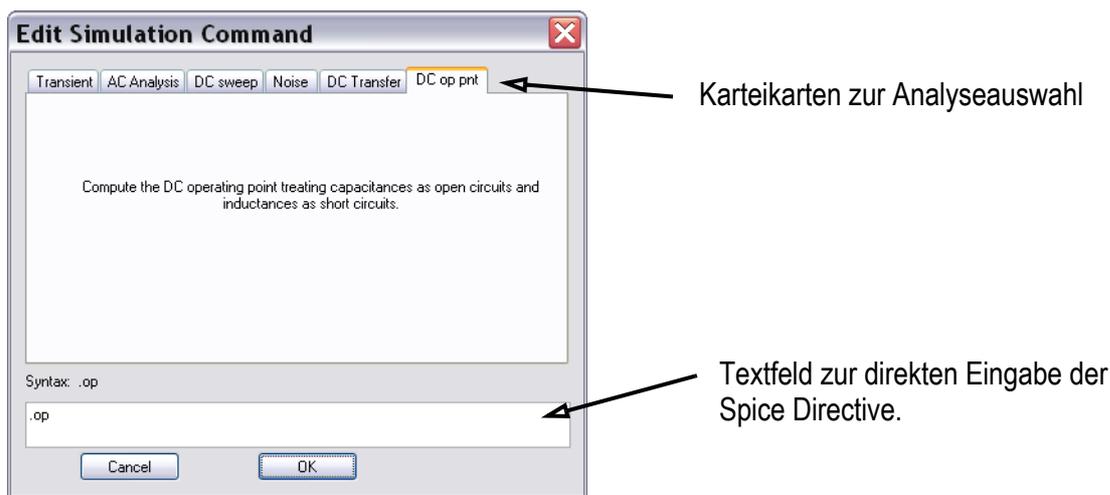
Die Definition der Analyseart erfolgt über die sog. **SPICE Directive**. Diese muss auf dem Schaltplan vorhanden sein und kann über die **.op** Funktion (Taste **S**) platziert werden. Alle Spice Anweisungen müssen mit einem Dezimalpunkt “.” beginnen. Neben der Definition der Analyseart können über die **SPICE Directive** auch spezielle Modellbibliotheken von Bauteilen eingebunden werden. Dies geschieht über das **.include** Kommando. Eine vollständige Übersicht aller Kommandos können Sie dem User Manual [3] oder der Online Hilfe entnehmen.

**Hinweis:** Wurde im Schaltplan keine **SPICE Directive** gesetzt, so öffnet sich beim ersten Analysestart (Symbol: ) der Auswahldialog der Analyseart (s. Bild 4.6).



## 4.4 Definition der Analyseart

Bild 4.6 zeigt den Auswahldialog für die Analysedefinitionen, die über Karteikarten auswählbar sind. Den Dialog erhält man durch einen **Rechtsklick auf die SPICE Directive** oder über das **Menü Simulate -> Edit Simulation CMD**.



**Bild 4.6** Auswahldialog der Analyseart

### 4.4.1 Arbeitspunktanalyse [ .op ] (DC operating point / bias point)

Bei der Arbeitspunktanalyse werden die Spannungen und Ströme aller Netze im stationären Zustand berechnet. D. h. sämtliche Ausgleichsvorgänge an Kondensatoren und Spulen sind abgeschlossen. Somit können alle Kondensatoren als Unterbrechung (Leerlauf) und alle Spulen als Kurzschluss betrachtet werden. Für die Arbeitspunktanalyse existieren keine weiteren Parameter (s. Bild 4.6), die SPICE Directive lautet lediglich **.op**. Nach dem Ende einer Simulation erscheint eine Dialogbox, die alle Spannungen und Ströme der Schaltung anzeigt.

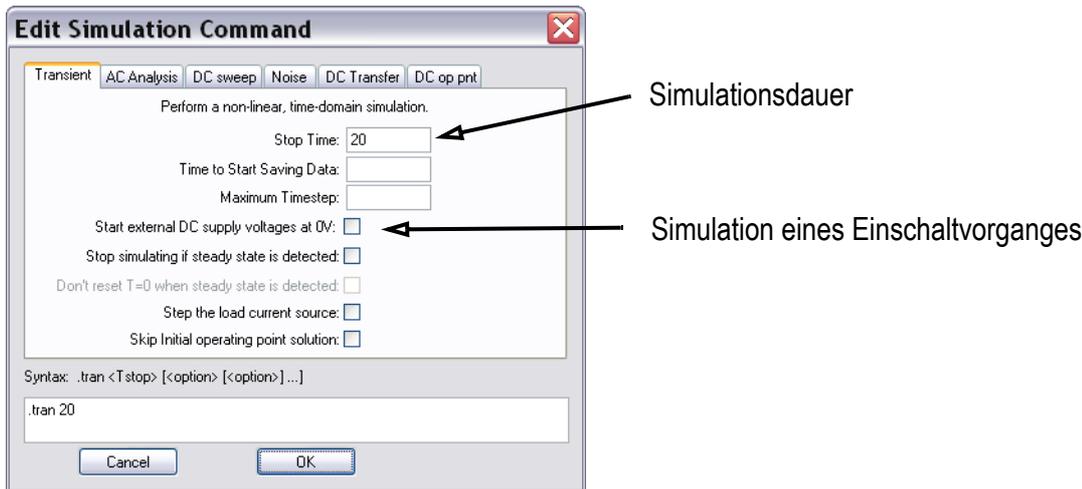
**Hinweis:** Nach dem Schließen der Dialogbox werden die entsprechenden Spannungen und Ströme in Abhängigkeit von der Position des Mauszeigers im Schaltplan in der Statusleiste (s. Bild 4.1 auf Seite 5) dargestellt. Spannungen werden mit **V** für “**Voltage**” und nicht mit dem in Deutschland üblichen **U** angegeben.



## 4. Kapitel: Grundlagen

### 4.4.2 Transientenanalyse [ . tran ]

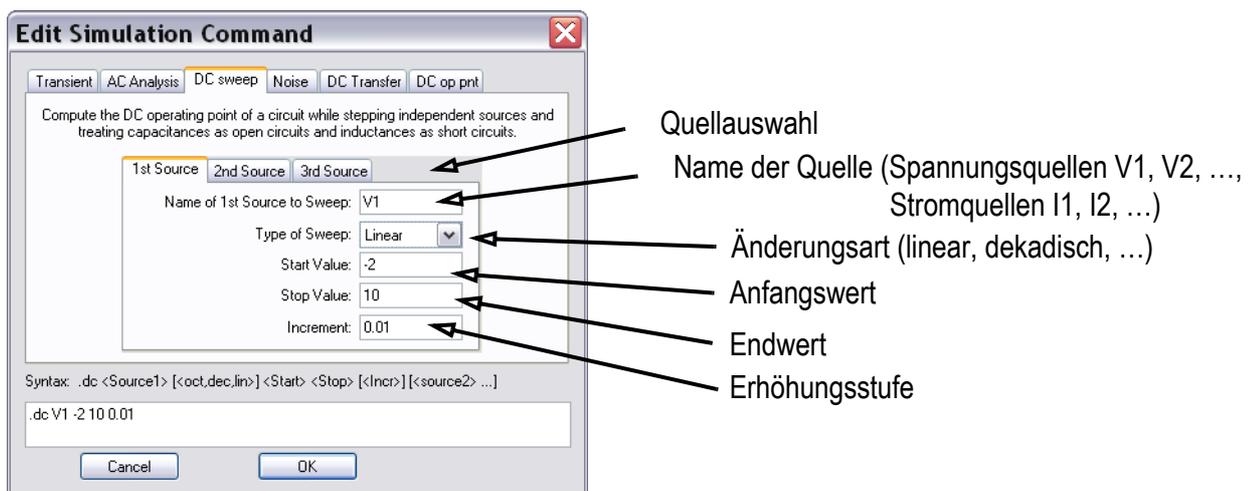
Die Transientenanalyse ist eine Analyse im Zeitbereich. Es wird die zeitliche Änderung der Spannungen und Ströme im Netzwerk ermittelt. **Die x-Achse im Ergebnisplot ist daher immer die Zeitachse.** Vor dem Simulationsstart muss mindestens die Simulationsdauer spezifiziert werden (s. Bild 4.7). Über die Option **Start external DC voltage supply at 0V** kann ein Einschaltvorgang simuliert werden. Die vollständige Beschreibung aller Optionen entnehme man dem User Manual [3] oder der Online Hilfe (Taste **F1**).



**Bild 4.7** Dialogfenster der Transientenanalyse

### 4.4.3 DC-Sweep Analyse [ . dc ]

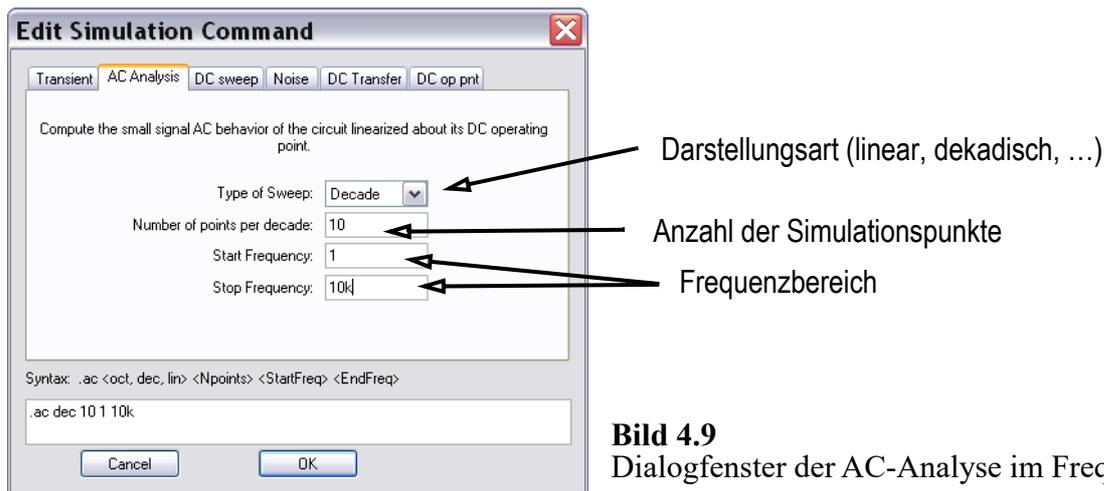
Die DC-Sweep Analyse kann als eine mehrstufige Arbeitspunktanalyse interpretiert werden, bei der nach jeder Stufe die Nennspannung oder der Nennstrom von bis zu 3 Quellen verändert wird. Die Änderungsart kann im Dialog der DC-Sweep Analyse (s. Bild 4.8) vorgegeben werden. **Die x-Achse im Ergebnisplot ist immer die 1. Quelle (1st Source).** Für die vollständige Beschreibung aller Optionen sei wiederum auf das User Manual [3] oder die Online Hilfe (Taste **F1**) verwiesen.



**Bild 4.8** Dialogfenster der DC-Sweep Analyse

#### 4.4.4 Analyse im Frequenzbereich [ .ac ]

Bei der AC-Analyse werden die Amplituden und Phasenwinkel aller Spannungen und Ströme einer Schaltung mit frequenzabhängigen Bauteilen (z. B. Kondensatoren, Spulen, ...) berechnet. **Die x-Achse im Ergebnisplot ist daher immer die Frequenzachse, auf der y-Achse wird die Amplitude der Messgröße in dB (Linienart: —) und deren Phase in ° (Linienart: - - - -) angegeben.** Befinden sich nichtlineare Bauteile in der Schaltung (z. B. Dioden oder Transistoren), so wird zuerst deren Arbeitspunkt bestimmt, bevor die Berechnung mit der linearisierten Kennlinie im Arbeitspunkt erfolgt.



**Bild 4.9**  
Dialogfenster der AC-Analyse im Frequenzbereich

## 4.5 Grafische Darstellung der Analyseergebnisse

Nach einem erfolgreichen Simulationslauf werden - außer bei der **.op** Analyse - die Ergebnisse im Plotfenster visualisiert. Für eine Zeitbereichsanalyse zeigt dies Bild 4.10 auf Seite 12. Auf der x-Achse wird die Zeit, auf der y-Achse werden Strom, Spannung und Leistung dargestellt. Die einfachste Art einen Kurvenverlauf zu einem Plot hinzuzufügen erfolgt durch Anklicken der gewünschten Stelle im Schaltplan. Ein Klick auf eine Verbindungsleitung (Mauszeiger wechselt zu: ) fügt den Spannungsverlauf der gewählten Stelle zum Plot. Ein Klick auf die Anschlussleitungen eines Bauteils (Mauszeiger wechselt zu: ) fügt den Stromverlauf hinzu. Ein Klick auf das Bauteil bei gedrückter **ALT-Taste** (Mauszeiger wechselt zu: ) liefert den Leistungsverlauf des Bauteils.

Alternativ können die in einem Plot dargestellten Kurven auch über das Kontext-Menü **Plot-Settings** (Taste **Alt-P** oder Rechtsklick in das Plotfenster) über die Funktion **Add-Trace** ausgewählt werden (s. Bild 4.11 links).

### 4.5.1 Cursorfunktion im Plot

Genauere Werte oder Wertintervalle lassen sich mit der Cursorfunktion bestimmen. Ein Linksklick mit der Maus auf ein Kurven-Label wie z. B. **V(v1)** in Bild 4.11 aktiviert die Cursorfunktion für diese Kurve. Das erscheinende Fadenkreuz lässt sich dann mit der Maus entlang der Kurve verschieben.

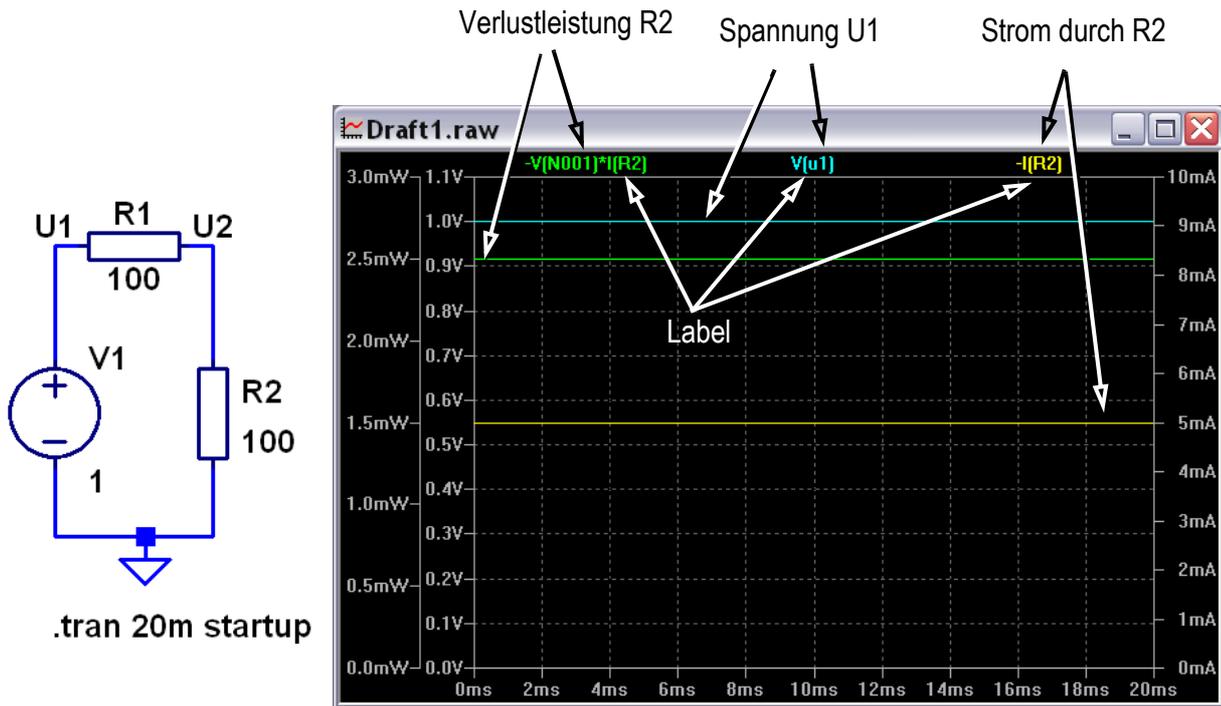


Bild 4.10 Plotfenster

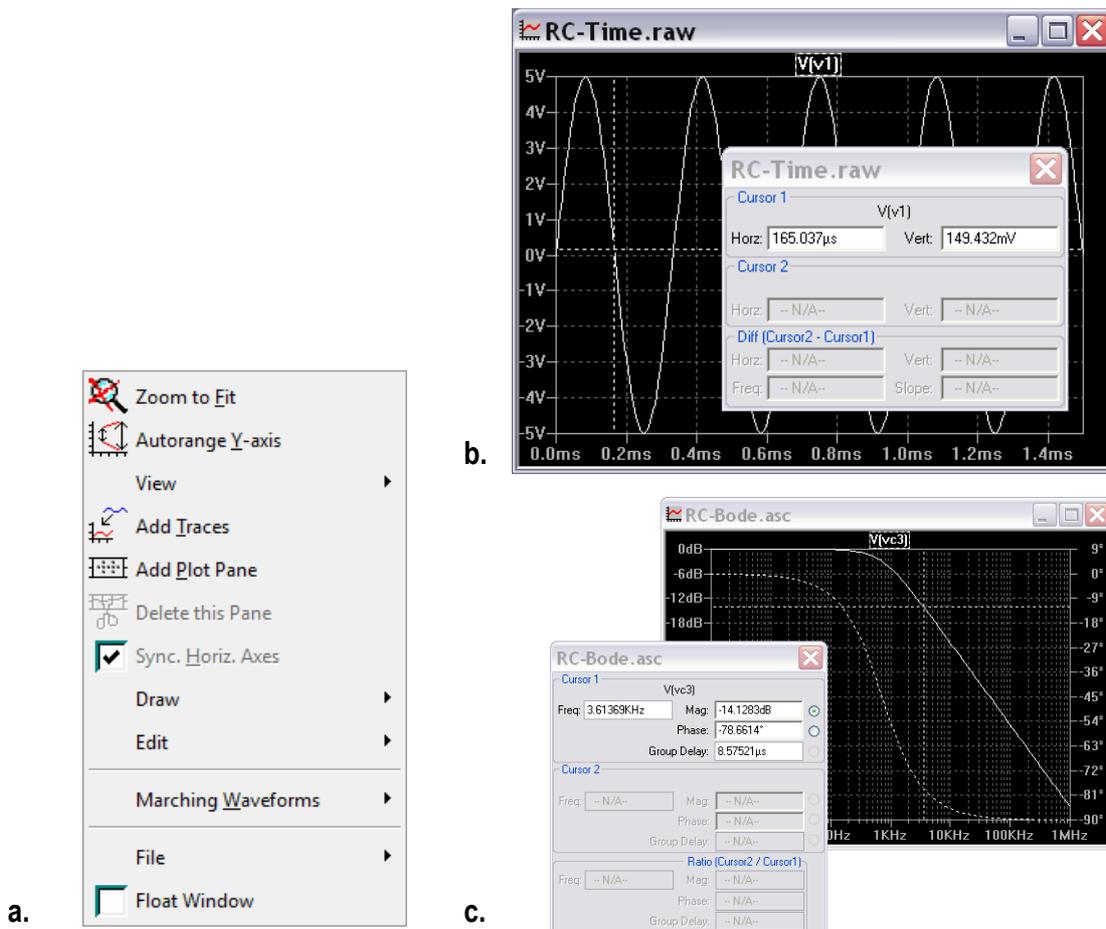


Bild 4.11 a. Kontextmenü Plotfenster, Zeitplot (b.) und Bodeplot (c.) mit Cursorfenster

## 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

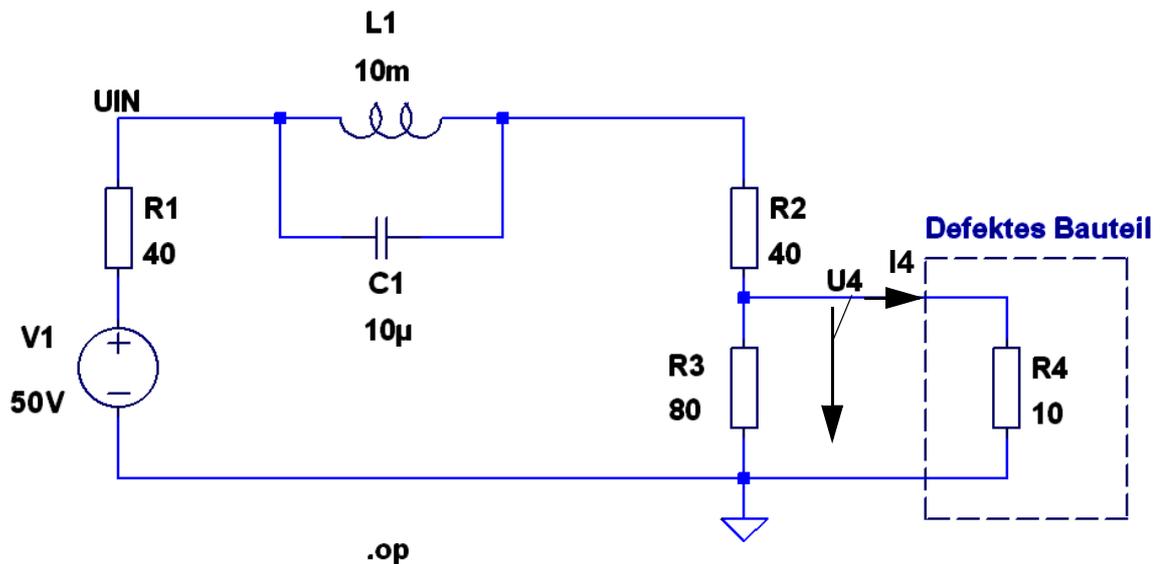


Bild 5.1 Ersatzschaltbild der Elektronikkomponente

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:**

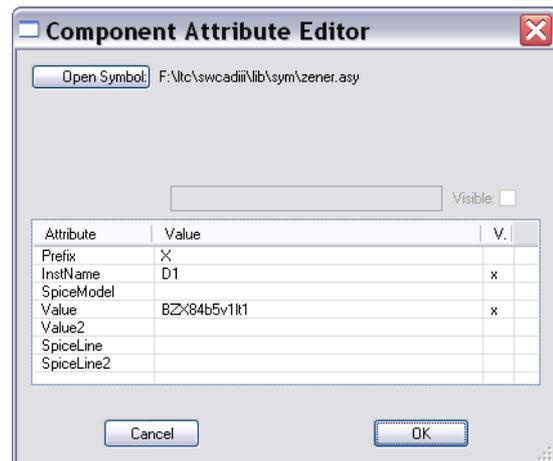
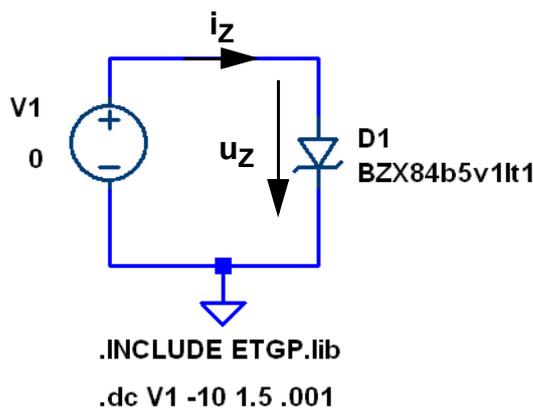
## 5.2 Aufgabe 2: Kennlinienvermessung einer Zenerdiode (Z-Diode) mit der DC-Sweep-Analyse

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 0.001V Schritten.**



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

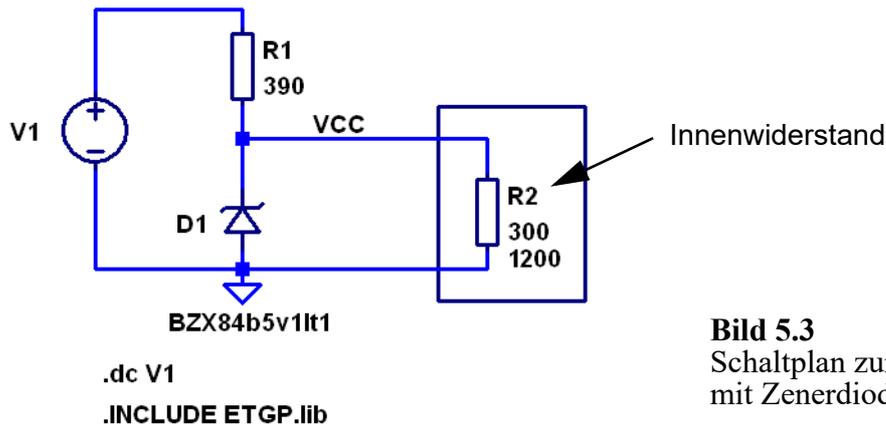
Die spezielle Eigenschaft der Zenerdiode (Knickbereich im negativen  $u_Z$ -Spannungsbereich) lässt sich nutzen, um eine einfache Spannungsbegrenzung bzw. -stabilisierung aufzubauen.

Logikbausteine für den 5 V 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 12 V Bordbatterie zu betreiben, müssen Sie die Bordspannung u. a.<sup>1</sup> mit einer Zenerdiode nach Bild 5.3 begrenzen. Zu berücksichtigen ist dabei, dass je nach Ladezustand der Bordbatterie deren Batteriespannung im

<sup>1</sup> 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.

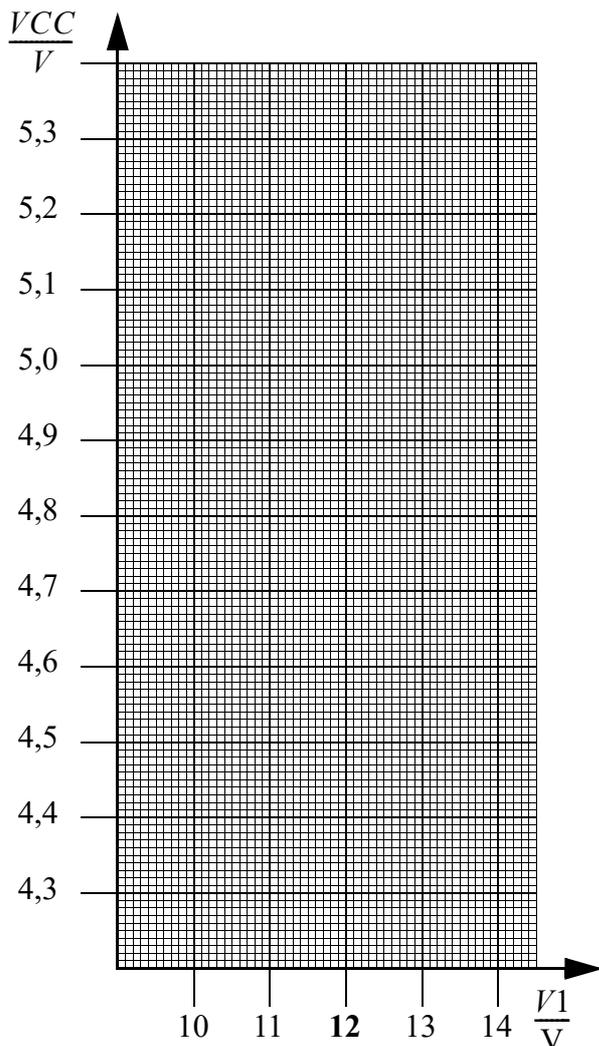
### 5.3 Aufgabe 3: Spannungsstabilisierung mit Zenerdiode

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



**Bild 5.3**  
Schaltplan zur Spannungsbegrenzung mit Zenerdiode

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 $\Omega$	R2=1200 $\Omega$
10V		
11V		
12V		
13V		
14V		

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

V1	Z-Diode & Transistor	
	R2=300 $\Omega$	R2=1200 $\Omega$
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?

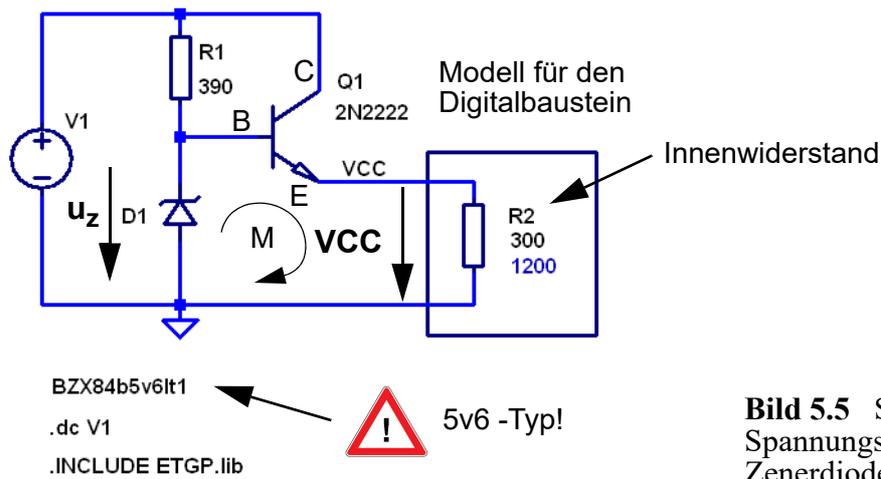
*Antwort:*

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:

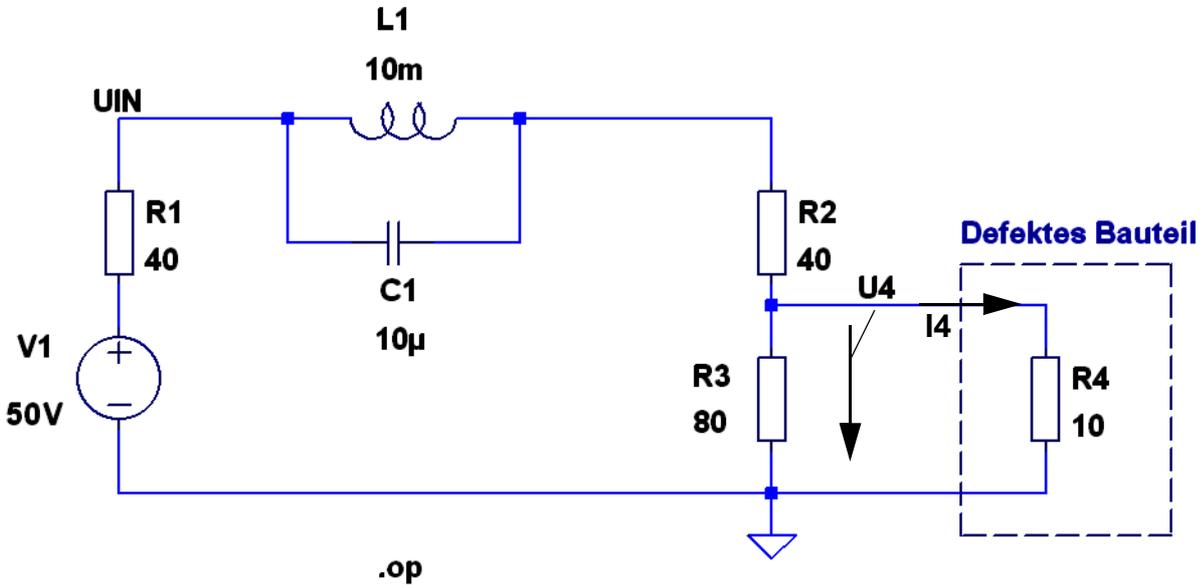
*Erklärung:*

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**.

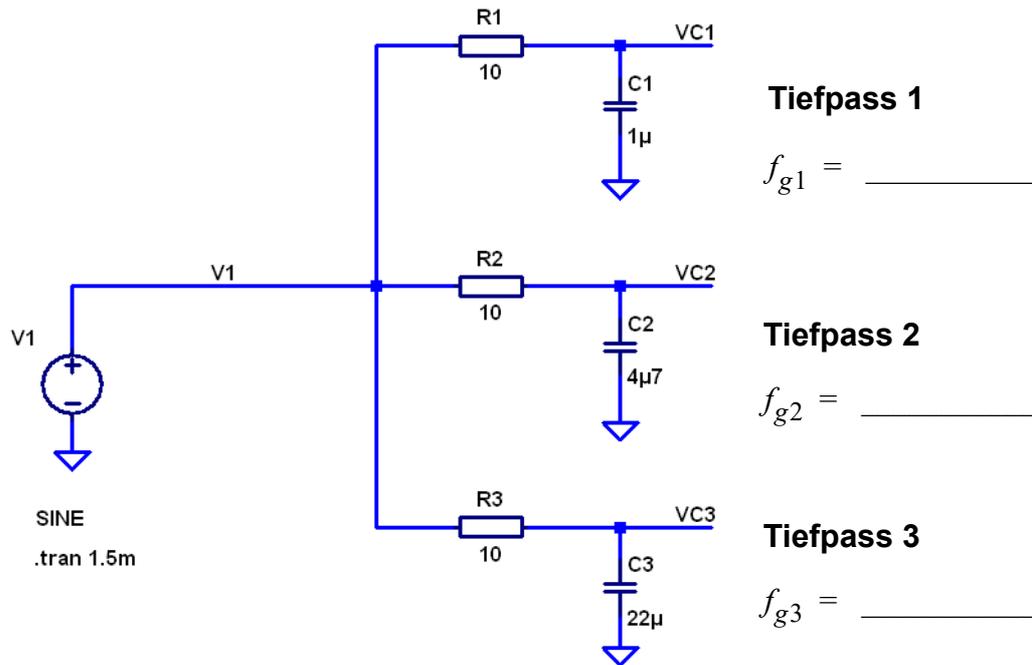
Welche maximale Verlustleistung  $P_{zmax}$  wirkt auf die Zenerdiode bei maximaler Spannung  $U_{4max}$ ?

<p><i>Antwort:</i></p> <p style="text-align: center;"> <math>P_{zmax} =</math> _____                      <math>U_{4max} =</math> _____         </p>
--

### 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.

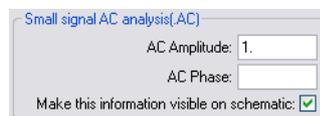


## 5.5 Aufgabe 5: AC-Transientenanalyse und AC-Analyse

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:*

$$v = \text{_____ dB}$$

$$\Delta\varphi_{fg} = \text{_____}^\circ$$

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).**

## 5. Kapitel: Versuchsteil

## 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 <sub>A</sub> = 25°C Derated above 25°C	P <sub>D</sub>	225	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R <sub>θJA</sub>	1.8 556	mW/°C °C/W
Total Power Dissipation on Alumina Substrate, (Note 2) @ T <sub>A</sub> = 25°C Derated above 25°C	P <sub>D</sub>	300	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R <sub>θJA</sub>	2.4 417	mW/°C °C/W
Junction and Storage Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°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.

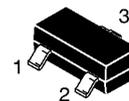


**ON Semiconductor®**

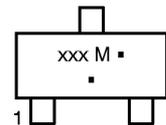
<http://onsemi.com>



#### 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

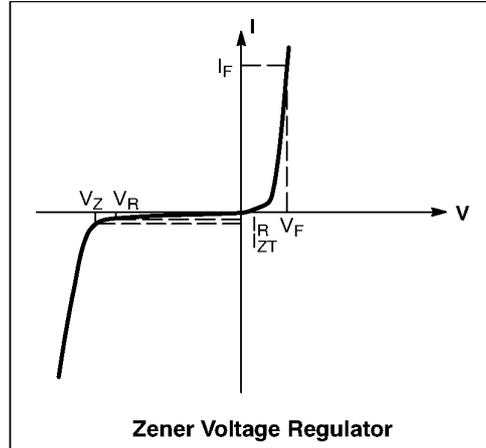
See specific marking information in the device marking column of the Electrical Characteristics table on page 3 of this data sheet.

## 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 @ $I_F$
$\theta_{VZ}$	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,  $V_F = 0.90\text{ V Max. @ } I_F = 10\text{ mA}$ )

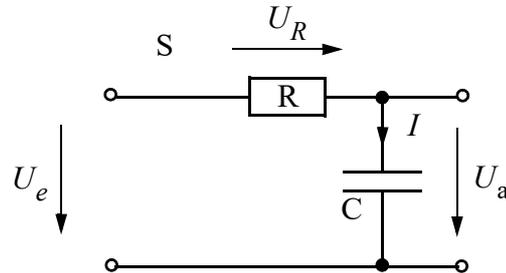
Device	Device Marking	$V_Z$ (Volts) @ $I_{ZT} = 5\text{ mA}$ (Note 4)			$Z_{ZT}$ ( $\Omega$ ) @ $I_{ZT} = 5\text{ mA}$ (Note 4)	Max Reverse Leakage Current		$\theta_{VZ}$ (mV/k) @ $I_{ZT} = 5\text{ mA}$		C (pF) @ $V_R = 0$ , $f = 1\text{ MHz}$
		Min	Nom	Max	Max	$I_R$ $\mu\text{A}$	$V_R$ Volts	Min	Max	
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  $25^\circ\text{C}$ .

\* 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

<b>1</b>	<b>Lernziele</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Literatur</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Geräte</b>	<b>3</b>
<b>4</b>	<b>Theoretische Grundlagen</b>	<b>4</b>
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
<b>5</b>	<b>Durchführung des Versuchs</b>	<b>19</b>
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
	<b>ETGP - Versuchsfeedback</b>	<b>31</b>
	<b>Anhang A Datenblatt BC546</b>	<b>33</b>

# 1 Lernziele

Nach der Durchführung des Versuches sollen Sie in der Lage sein, Antworten auf folgende Fragen geben zu können:

- Wie sieht das Schaltsymbol eines PNP- bzw. NPN-Transistors aus?
- Durch welche physikalische Größe wird der Bipolartransistor angesteuert?
- Wie ist die Gleichstromverstärkung  $B$  definiert?
- Wie sieht ein Wechselspannungsverstärker in Emitterschaltung aus?
- Wie funktioniert die Stromgegenkopplung bei der Emitterschaltung?
- Weshalb verwendet man die Stromgegenkopplung?
- Was bewirkt die kapazitive Überbrückung des Emitterwiderstandes bei der Stromgegenkopplung?
- Wie sind die Steilheit  $S$  und die Wechselstromverstärkung  $\beta$  definiert?
- Wie sieht das Ausgangskennlinienfeld des NPN-Transistors aus?
- Wie groß ist die Spannungsverstärkung der Emitterschaltung bei starker Gegenkopplung?
- Wie stellt man den Arbeitspunkt der Emitterschaltung ein?
- Wie sieht die Kollektorschaltung aus?
- Wie groß ist die Wechselspannungsverstärkung der Kollektorschaltung?
- Wie verhält sich die Kollektorschaltung bei Temperaturänderung?

# 2 Literatur

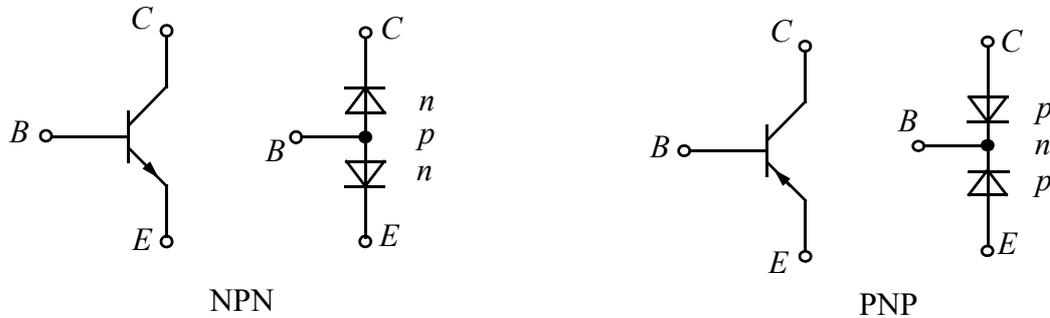
- [1] M. Siegel, E. Crocol  
Vorlesungsskript bis 2019 **Elektronische Schaltungen**, IMS, KIT  
Im Ilias Downloadbereich des ETGP verfügbar
- [2] Erwin Böhmer, **Elemente der angewandten Elektronik**, Vieweg Verlag
- [3] Tietze; Schenk, **Halbleiter Schaltungstechnik**, Springer Verlag

# 3 Geräte

- Messbox: "Bipolar Transistor"
- Funktionsgenerator
- Fön und Kältespray
- 2 Multimeter
- Oszilloskop

## 4 Theoretische Grundlagen

In diesem Versuch werden Sie die Grundschaltungen und Eigenschaften des bipolaren Transistors untersuchen. Im nachfolgenden Text wird daher häufig nur noch der Begriff "Transistor", ohne die Technologiebezeichnung "bipolar", verwendet. Bipolartransistoren können als gesteuerte Stromquellen betrachtet werden, die in zwei Polarisationsarten (NPN und PNP) gefertigt werden.

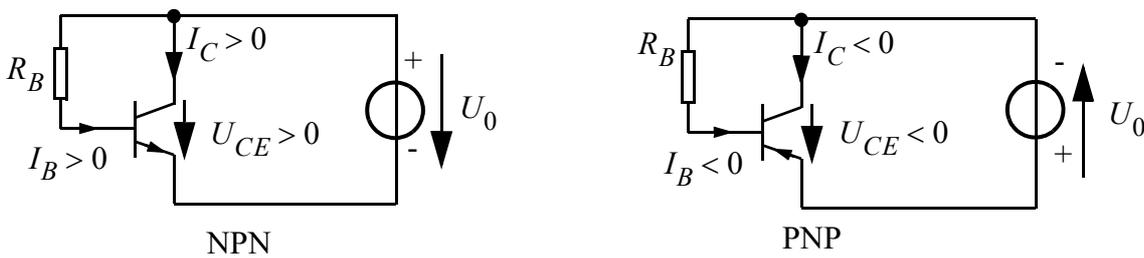


**Bild 4.1** NPN- und PNP-Transistor mit Dioden-Äquivalent

Bild 4.1 zeigt das Schaltsymbol und das zugehörige Diodenersatzbild für die beiden Bauarten. Das Diodenersatzbild verdeutlicht den internen Transistoraufbau durch p- und n-dotierte Halbleiterschichten. Die Stromflussrichtung von der Anode zur Kathode findet sich im Schaltsymbol in der Richtung des Emitterpfeils (Anschluss E) wieder. Ein Aufbau eines Transistors aus zwei Dioden ist nicht möglich, da die mittlere Schicht des Transistors sehr dünn ausgeführt werden muss.

Die drei Anschlüsse des Transistors sind:

1. **B : Basis** (engl. Base) ist der Steuereingang, in den der Steuerstrom  $I_B$  eingepreßt wird.
2. **C : Kollektor** (engl. Collector) ist der Eingang für den Quellstrom  $I_C$ .
3. **E : Emitter** (engl. Emitter) ist der Ausgang. Je nach Größe des Steuerstroms  $I_B$  fließt hier ein mehr oder weniger großer Anteil  $I_E = I_C + I_B$  des Quellstromes vom Kollektor ab.



**Bild 4.2** Polung bei NPN- und PNP-Transistor

Bild 4.2 zeigt die einfachste Beschaltung eines Transistors als gesteuerte Stromquelle. Über den Basiswiderstand  $R_B$  wird ein kleiner Steuerstrom aus der Quelle  $U_0$  in die Basis des Transistors eingekoppelt. Als Folge davon fließt der Kollektorstrom  $I_C$ . Je nach Bauart des Transistors (NPN oder PNP) ändert sich die Polarität der Quelle  $U_0$  und der Transistorströme.

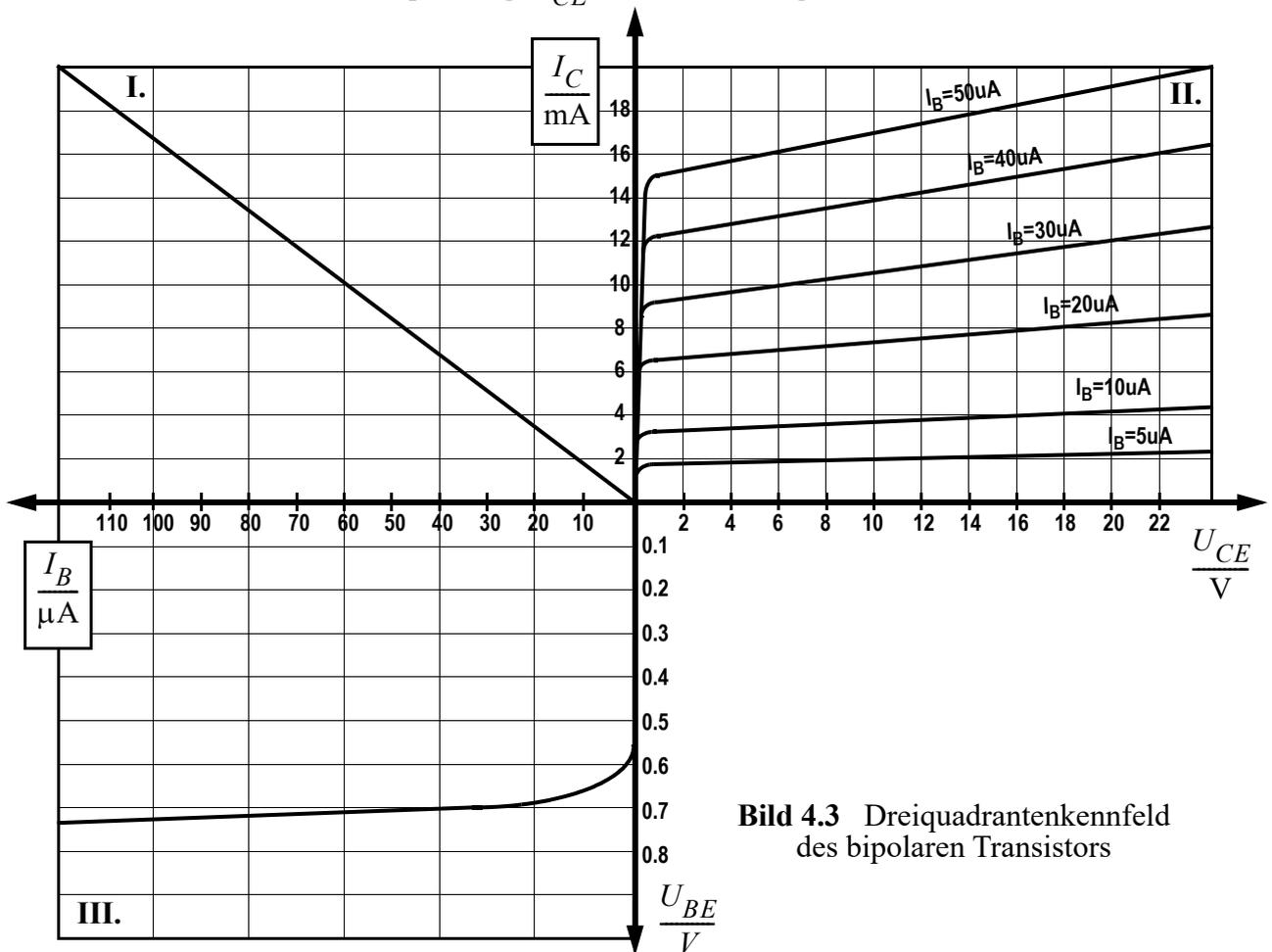


**Alle weitergehenden Betrachtungen erfolgen mit einem NPN-Transistor. Sie gelten in analoger Weise auch für den PNP-Transistor.**

## 4.1 Statische Kennlinien und Kenngrößen des Bipolartransistors

Bild 4.3 zeigt das typische Dreiquadrantenkennfeld eines bipolaren Transistors. Die vier Kenngrößen sind:

- Der Basissteuerstrom  $I_B$  der lediglich einige 10 Mikroampere beträgt,  
**Achtung: Ein Transistor wird zerstört, wenn Sie einen zu großen Basisstrom einspeisen! Um den Transistor in diesem Versuch nicht zu zerstören, ist der Basisstrom durch einen geeigneten Vorwiderstand immer kleiner 20 mA zu halten!**
- die Basis-Emitter Spannung  $U_{BE}$  im Bereich 0 ... 0.8 V,
- der Kollektorstrom  $I_C$  im Bereich einiger 10 mA,
- die Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  im Bereich einiger 10 V.



**Bild 4.3** Dreiquadrantenkennfeld des bipolaren Transistors

### 4.1.1 Gleichstromverstärkung

Bereits in der einfachen Schaltung nach Bild 4.2 kann man die Gleichstromverstärkung<sup>1</sup> des Transistors definieren:

$$B = I_C / I_B$$

Gl. (4.1)

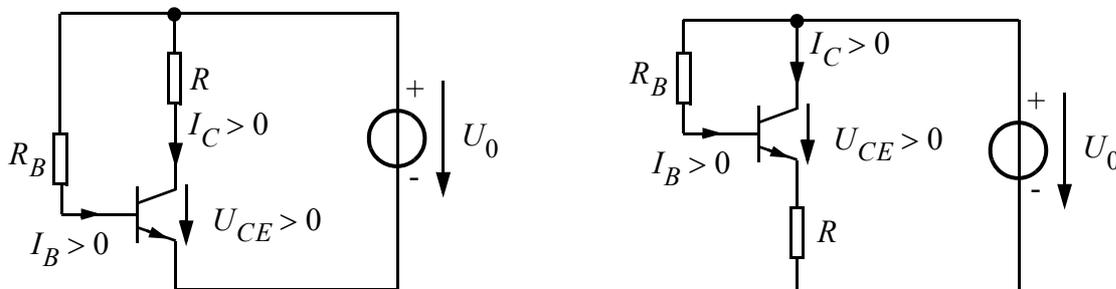
<sup>1</sup> In englischsprachigen Datenblättern wird die Gleichstromverstärkung  $B$  als DC Current Gain  $h_{FE}$  spezifiziert, in Anlehnung an die H-Parameter Darstellung des Transistors als Vierpol.

## 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Sie lässt sich weiterhin aus dem I. Quadranten in Bild 4.3 als Quotient der beiden Größen  $I_C$  und  $I_B$  ermitteln, was der Steigung der Kennlinie entspricht.

### 4.2 Arbeitspunkt und Arbeitsgerade

Will man einen bipolaren Transistor als Spannungs-, Strom- oder Leistungsverstärker einsetzen, so ist zunächst ein dafür geeigneter statischer Arbeitspunkt einzustellen. Innerhalb eines kleinen Bereiches um diesen Arbeitspunkt wird der Transistor dann dynamisch angesteuert. Die einfachste Einstellung des Arbeitspunktes erfolgt durch die Stromeinprägung eines Basisgleichstromes an der Basis-Emitter-Diode über einen gegenüber dem Basis-Emitter-Durchlasswiderstand hochohmigen Vorwiderstand  $R_B$ . Dazu und für die Versorgung der Kollektor-Emitter-Strecke  $U_{CE}$  wird die Hilfsgleichspannung  $U_0$  benötigt. Um den Transistor vor Überlastung zu schützen, wird weiterhin ein Kollektor- bzw. Emittterwiderstand  $R$  benötigt (s. Bild 4.4).



**Bild 4.4** Arbeitspunkteinstellung Emitterschaltung (links) und Kollektorschaltung (rechts).

Der Aussteuerbereich des Transistorverstärkers wird durch den Arbeitspunkt auf der Arbeitsgeraden festgelegt, die wiederum vom Kollektor- bzw. Emittterwiderstand abhängt. Zur Bestimmung der Arbeitsgeraden sind die folgenden beiden Grenzfälle zu betrachten:

**A. Der Transistor sperrt:**

Es fließt kein Kollektorstrom d. h.  $I_C = 0$ . Die gesamte Quellspannung  $U_0$  fällt daher über der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors ab d. h.  $U_{CE} = U_0$ .

Der erste Punkt der Arbeitsgeraden im Ausgangskennlinienfeld Bild 4.5 ist daher definiert zu:

$$A(U_0, 0)$$

**B. Der Transistor leitet vollständig:**

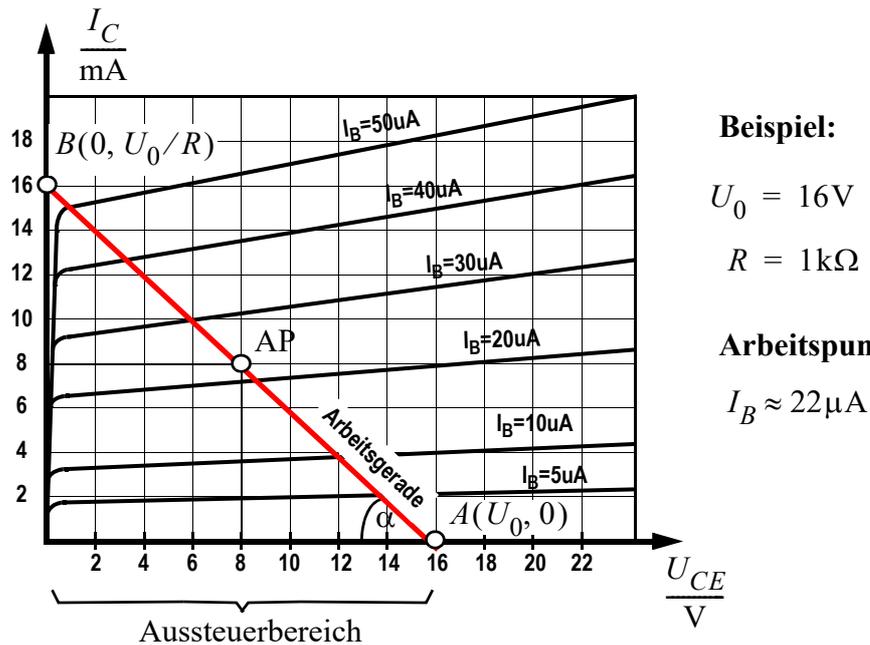
An der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors fällt keine Spannung ab, d. h.

$U_{CE} = 0$ . Der maximale Kollektorstrom  $I_C = U_0/R$  fließt.

Der zweite Punkt der Arbeitsgeraden im Ausgangskennlinienfeld Bild 4.5 ist daher definiert zu:

$$B(0, U_0/R)$$

Bild 4.5 zeigt das Ausgangskennlinienfeld mit dem Arbeitspunkt (AP) und die Arbeitsgerade, die durch die beiden Extrempunkte bestimmt ist.



**Bild 4.5** Ausgangskennlinienfeld  $I_C(I_B) = f(U_{CE})$  mit Arbeitspunkt und Arbeitsgerade

Der Arbeitspunkt (AP) wird so gewählt, dass eine maximale Aussteuerbarkeit erreicht wird. Dies ist bei einer Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE} = 0.5U_0$  der Fall. Aus dem Schnittpunkt der Arbeitsgeraden bei  $U_0/2$  mit der Ausgangskennlinie ergibt sich dann der benötigte Basisgleichstrom  $I_B$ . Dieser beträgt in obigem Beispiel etwas mehr als  $20\mu\text{A}$ .

Berechnung der Widerstandsgeraden aus der Maschenregel:

für die Emitterschaltung	für die Kollektorschaltung mit der Annahme $I_E \approx I_C$
$U_0 = I_C \cdot R + U_{CE}$	$U_0 = I_E \cdot R + U_{CE}$
$I_C = -\frac{1}{R} \cdot U_{CE} + \frac{U_0}{R}$	$I_E = -\frac{1}{R} \cdot U_{CE} + \frac{U_0}{R}$
$\tan \alpha = -\frac{1}{R}$	$\tan \alpha = -\frac{1}{R}$

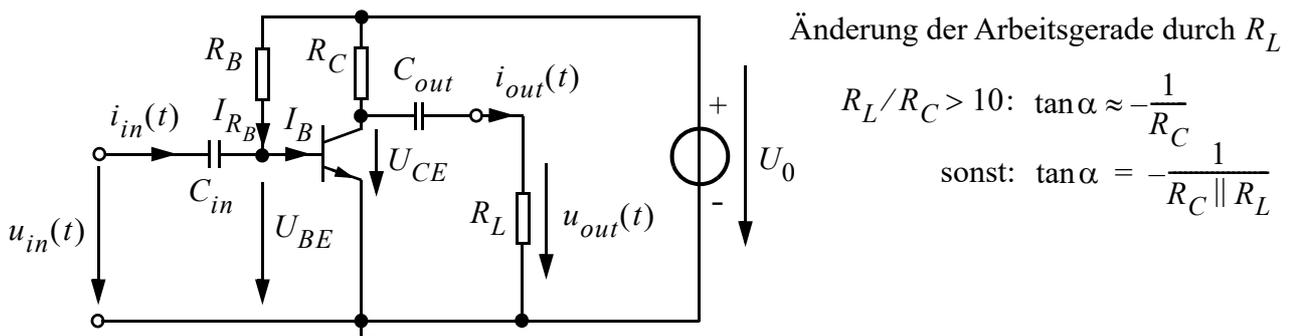
Grenzfälle:

$I_C = 0$	$U_{CE} = U_0$	$I_E = 0$	$U_{CE} = U_0$
$U_{CE} \rightarrow 0$	$I_C = I_{C_{max}}$	$U_{CE} \rightarrow 0$	$I_E \approx I_{C_{max}}$

Da  $I_C \approx I_E$  ist, gilt die Widerstandsgerade von Bild 4.5 für beide obigen Fälle.

### 4.3 Emitterschaltung als Kleinsignalverstärker für Wechselspannungen

Unter Kleinsignalverstärkung versteht man eine möglichst formgetreue, unverzerrte Verstärkung von Signalen. Bild 4.6 zeigt einen Wechselspannungsverstärker in Emitterschaltung. Mittels  $R_B$  wird der Arbeitspunkt, wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, eingestellt. Durch den Kondensator  $C_{in}$  wird nur der Wechselspannungsanteil  $\tilde{u}_{in}(t)$  der Eingangsspannung  $u_{in}(t)$  in die Schaltung eingekoppelt. Der resultierende Eingangsstrom  $i_{in}(t)$  überlagert sich dann dem statischen Basisstrom  $I_{R_B}$ , der zur Einstellung des Arbeitspunktes dient. Der Betriebspunkt des Transistors "wandert" daher je nach Größe und Vorzeichen der Eingangswchselspannung entlang der Arbeitsgeraden. Die verstärkte Wechselspannung wird über  $C_{out}$  ausgekoppelt und an den nachfolgenden Lastwiderstand  $R_L$  abgegeben. Ist dieser gegenüber  $R_C$  ausreichend groß ( $R_L/R_C > 10$ ) kann die Beeinflussung des Arbeitspunktes durch den Lastwiderstand vernachlässigt werden. Ist dies nicht der Fall, wird die Steigung der Arbeitsgeraden steiler, da für Wechselspannungen sowohl  $C_{out}$  als auch die Quelle  $U_0$  als Kurzschluss zu betrachten sind und somit  $R_L$  parallel zu  $R_C$  liegt.



**Bild 4.6** Mit  $R_L$  belastete Emitterstufe

#### 4.3.1 Kleinsignalparameter, Vierpoldarstellung und Spannungsverstärkung

Für Wechselspannungsbetrachtungen kann durch Vereinfachungen ein sog. Kleinsignalersatzschaltbild für Transistorschaltungen abgeleitet werden. Hierzu werden kleine Veränderungen der Eingangssignale um den Arbeitspunkt herum betrachtet. Mathematisch bedeutet dies eine Linearisierung der Transistorkennlinien im Arbeitspunkt (ausführliche Herleitung siehe z. B. [1]).

#### Wechselstromverstärkung $\beta$ :

Analog zur Gleichstromverstärkung Gl. (4.1) lässt sich die Wechselstromverstärkung  $\beta$  im Arbeitspunkt definieren:

$$\beta = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_{U_{CE} = \text{konst}} \quad \text{Gl. (4.2)}$$

### 4.3 Emitterschaltung als Kleinsignalverstärker für Wechselspannungen

Allgemein sind die Transistorströme  $I_B$  und  $I_C$  Funktionen der Transistorspannungen  $U_{BE}$ ,  $U_{CE}$ :

$$\begin{aligned} I_B &= f(U_{BE}, U_{CE}) \\ I_C &= f(U_{BE}, U_{CE}) \end{aligned} \quad \text{Gl. (4.3)}$$

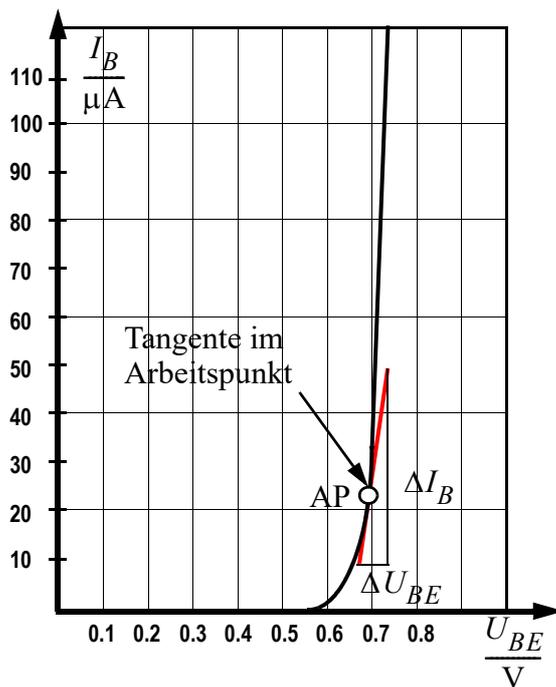
Bildet man daraus die vollständigen Differenziale erhält man:

$$\Delta I_B = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE} = \text{konst.}} \cdot \Delta U_{BE} + \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_{U_{BE} = \text{konst.}} \cdot \Delta U_{CE} \quad \text{Gl. (4.4)}$$

$$\Delta I_C = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE} = \text{konst.}} \cdot \Delta U_{BE} + \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_{U_{BE} = \text{konst.}} \cdot \Delta U_{CE} \quad \text{Gl. (4.5)}$$

Nachfolgend weitere Kleinsignalparameter ( $r_{BE}$ ,  $S_r$ ,  $S$ ), die über die Differenziale definiert sind:

**Eingangsleitwert**  $\frac{1}{r_{BE}}$  bzw. **Eingangswiderstand**  $r_{BE}$ :



$$\frac{1}{r_{BE}} = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE} = \text{konst}} \quad \text{Gl. (4.6)}$$

Das Differential stellt die Steigung der Tangente im Arbeitspunkt der Eingangskennlinie (=engl. input characteristic) dar und kann als Kehrwert des Eingangswiderstandes, den der Transistor im Arbeitspunkt hat, betrachtet werden. Der Eingangswiderstand fällt mit steigender Basis-Emitter-Spannung des Arbeitspunktes.

**Bild 4.7** Eingangskennlinie  $I_B = f(U_{BE})$

**Rückwärtssteilheit**  $S_r$ :

$$S_r = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_{U_{BE} = \text{konst}} \approx 0 \quad \text{Gl. (4.7)}$$

Die Rückwärtssteilheit beschreibt die im Transistor wirksame Rückwirkung der Kollektor-Emitter-Spannung auf den Eingangsstrom und ist bei Niederfrequenzanwendungen vernachlässigbar klein.

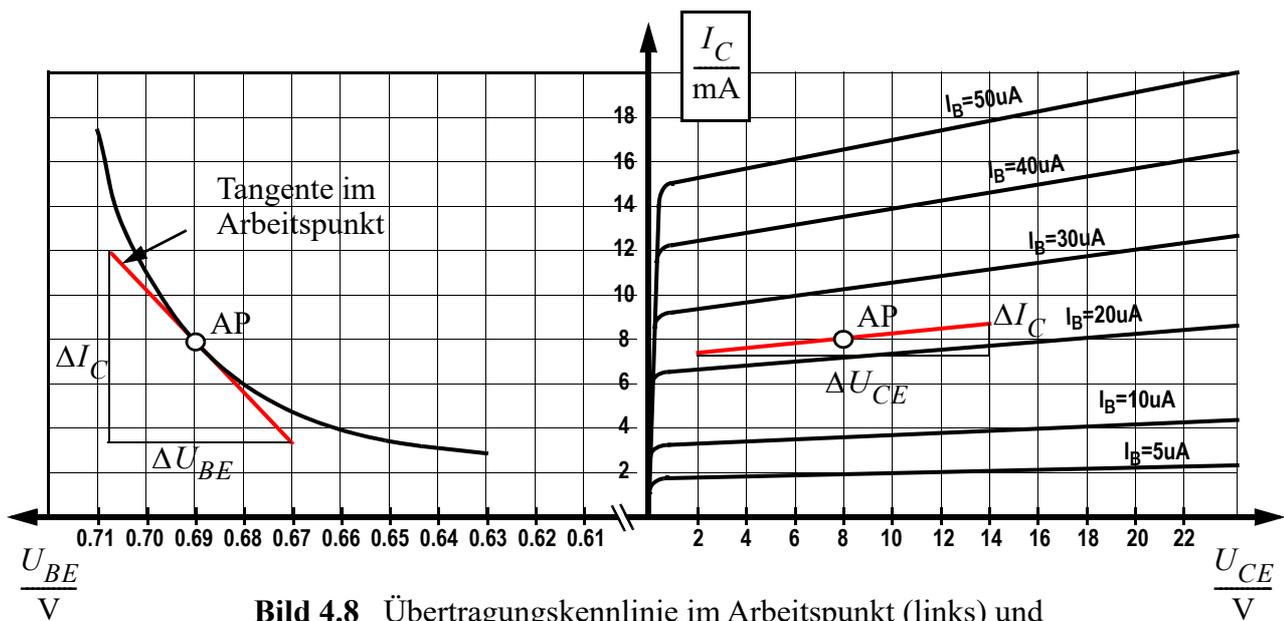
**Steilheit  $S$ :**

$$S = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE} = \text{konst.}} \quad \text{Gl. (4.8)}$$

Die Steilheit beschreibt die Rückwirkung der Basis-Emitter-Spannung auf den Kollektorstrom. Das Differenzial entspricht der Steigung der Tangente im Arbeitspunkt der Übertragungskennlinie<sup>2</sup> (s. Bild 4.8 links).

Die Steilheit lässt sich auch durch die Wechselstromverstärkung  $\beta$  und den Eingangswiderstand  $r_{BE}$  ausdrücken. Hierzu wird Gl. (4.2) nach  $\partial I_C$  umgestellt und in Gl. (4.8) eingesetzt:

$$S = \beta \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE} = \text{konst.}} = \left. \frac{\beta}{r_{BE}} \right|_{U_{CE} = \text{konst.}} \quad \text{Gl. (4.9)}$$



**Bild 4.8** Übertragungskennlinie im Arbeitspunkt (links) und Ausgangskennlinienfeld für ausgewählte Basisströme (rechts)

Wie eine Siliziumdiode zeigt auch die Basis-Emitter-Diode des Transistors eine starke Temperaturabhängigkeit, welche sich über die Steilheit berücksichtigen lässt. Näherungsweise gilt [2]:

$$S \approx \left. \frac{I_C}{U_T(\vartheta)} \right|_{U_{CE} = \text{konst.}} \quad \text{Gl. (4.10)}$$

<sup>2</sup> engl. Transfer Characteristic

### 4.3 Emitterschaltung als Kleinsignalverstärker für Wechselspannungen

Hierbei ist  $U_T(\vartheta)$  die Temperaturspannung [2, 3]:

$$U_T(\vartheta) = \frac{k}{e_0} \left( \vartheta \frac{K}{^\circ C} + 273.15 K \right)$$

Boltzmann-Konstante:  $k = 1.3806504 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K}$   
 Elementarladung:  $e_0 = 1.6021764 \cdot 10^{-19} C$   
 Transistortemperatur in  $^\circ C$ :  $\vartheta$

$$\boxed{U_T(\vartheta) \approx 86 \mu V \left( \frac{\vartheta}{^\circ C} + 273.15 \right)}$$

Gl. (4.11)

Beträgt die Transistortemperatur  $25^\circ C$  ergibt sich eine Temperaturspannung von  $U_T \approx 25.7 mV$ .

**Ausgangsleitwert**  $\frac{1}{r_{CE}}$  bzw. **Ausgangswiderstand**  $r_{CE}$ :

$$\boxed{\frac{1}{r_{CE}} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_{U_{BE} = \text{konst.}}}$$

Gl. (4.12)

Das Differenzial stellt die Steigung der Tangente im Arbeitspunkt der Ausgangskennlinie<sup>3</sup> dar (s. Bild 4.8 auf Seite 10) und kann als Kehrwert des Ausgangswiderstandes, den der Transistor im Arbeitspunkt hat, betrachtet werden. Hochohmige Ausgangswiderstände  $r_{CE}$  erzielt man demnach dort, wo kleine  $\Delta I_C$  zu großen  $\Delta U_{CE}$  gehören.

#### Zusammenfassung der Kleinsignalparameter:

In Matrixschreibweise ergibt sich aus den Kleinsignalparametern die Leitwertform der Vierpolgleichung des Transistors für den Kleinsignalbetrieb:

$$\begin{bmatrix} i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{r_{BE}} & 0 \\ S & \frac{1}{r_{CE}} \end{bmatrix}} \cdot \begin{bmatrix} u_{BE} \\ u_{CE} \end{bmatrix}$$

Gl. (4.13)

Leitwert- oder Admittanzmatrix

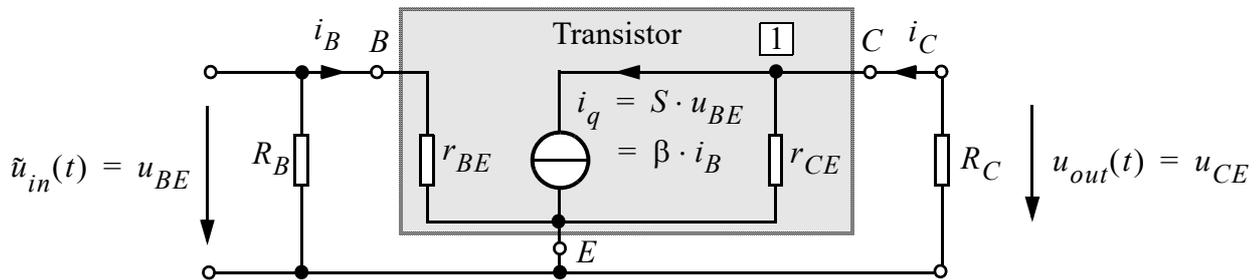
Für das Kleinsignalersatzbild des Spannungsverstärkers aus Bild 4.6 werden alle Kondensatoren und die Gleichspannungsquelle  $U_0$  durch Kurzschlüsse ersetzt, der Transistor wird durch eine gesteuerte Stromquelle und seinen Eingangswiderstand  $r_{BE}$  sowie den Ausgangswiderstand  $r_{CE}$  ersetzt.

<sup>3</sup>. engl. Output Characteristic oder auch Static Characteristic

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Das Ersatzschaltbild ohne Lastwiderstand gestaltet sich damit wie folgt:

$\tilde{u}_{in}(t)$ : Wechselspannungsanteil der Quelle, der  $C_{in}$  passieren kann



**Bild 4.9** Kleinsignalersatzschaltbild der Emitterschaltung ohne Lastwiderstand

**Eingangs- und Ausgangswiderstand der Emitterschaltung** können direkt aus dem Ersatzschaltbild abgelesen werden:

$$r_{in} = R_B \parallel r_{BE} \qquad r_{out} = R_C \parallel r_{CE} \qquad \text{Gl. (4.14)}$$

**Spannungsverstärkung  $v_u$**  der Emitterschaltung:

Aus Bild 4.9 lässt sich die Spannungsverstärkung  $v_u$  ableiten:

$$v_u = \frac{u_{out}(t)}{\tilde{u}_{in}(t)} \qquad \text{Gl. (4.15)}$$

Weiterhin ist:

$$\tilde{u}_{in}(t) = i_B \cdot r_{BE} \qquad \text{Gl. (4.16)}$$

Für die Strom-Spannung-Beziehung am Ausgang **1** gilt:

$$\beta \cdot i_B = \frac{-u_{out}(t)}{r_{out}} = \frac{-u_{out}(t)}{(R_C \parallel r_{CE})} \qquad \text{Gl. (4.17)}$$

aufgelöst nach  $u_{out}(t)$  liefert dies:

$$u_{out}(t) = -\beta \cdot i_B \cdot (R_C \parallel r_{CE}) \qquad \text{Gl. (4.18)}$$

Setzt man nun Gl. (4.16) und Gl. (4.18) in Gl. (4.15) ein, erhält man die gesuchte Verstärkung

$v_u = -\frac{\beta}{r_{BE}} \cdot (R_C \parallel r_{CE})$ ; oder mit der Steilheit  $S = \frac{\beta}{r_{BE}}$  (Gl. (4.9)) ausgedrückt:

$$\boxed{v_u = -S \cdot (R_C \parallel r_{CE}) \approx -S \cdot R_C} \qquad \text{Gl. (4.19)}$$

Die Vereinfachung  $(R_C \parallel r_{CE}) \approx R_C$  gilt für  $R_C < 10r_{CE}$ . In der Praxis muss  $R_C$  damit im Bereich weniger Kiloohm liegen. Die Spannungsverstärkung ist dann proportional zum Kollektorwiderstand. Das negative Vorzeichen der Verstärkung verdeutlicht die invertierende Eigenschaft des Verstärkers. D. h. das Ausgangssignal ist bezüglich des Eingangssignals um  $180^\circ$  in der Phase gedreht.

### Temperaturdrift:

Eine sehr negative Eigenschaft der Emitterschaltung ist die starke Temperaturabhängigkeit des Arbeitspunktes. Die Ursache ist die Basis-Emitter-Diode. Bei konstantem Kollektorstrom  $I_C$  gilt näherungsweise:

$$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta \vartheta} \approx -2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} \quad \text{Gl. (4.20)}$$

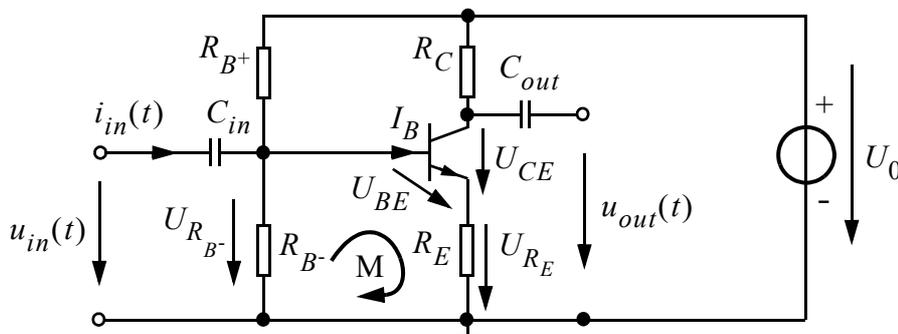
Die Basis-Emitter-Spannung fällt demnach mit 2mV pro Grad Temperaturerhöhung. Hält man dagegen  $U_{BE}$  konstant (z. B. durch einen Basisspannungsteiler), so driftet die Kollektor-Emitter-Spannung proportional zum Verstärkungsfaktor  $v_u$  mit 2mV pro Grad Temperaturerhöhung:

$$\boxed{\frac{\Delta U_{CE}}{\Delta \vartheta} \approx v_u \cdot 2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}} \quad \text{Gl. (4.21)}$$

Die Kollektor-Emitter-Spannung sinkt also - bedingt durch das negatives Vorzeichen von  $v_u$  - mit steigender Temperatur. Als Folge davon steigt der Kollektorstrom  $I_C$  und führt zu einer Verschiebung des Arbeitspunktes. Abhilfe schafft ein Schaltungstrick - die sog. Stromgegenkopplung.

## 4.4 Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

Bild 4.10 zeigt die Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung. Auf eine vollständige, analytische Betrachtung der Schaltung soll hier verzichtet werden. Statt dessen soll Ihnen die Wirkweise der Stromgegenkopplung qualitativ vermittelt werden. Die Schaltung unterscheidet sich zur einfachen Emitterschaltung durch die beiden zusätzlichen Widerstände  $R_{B^-}$  und  $R_E$ .



**Bild 4.10** Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Der Arbeitspunkt wird nun über den Basisspannungsteiler, bestehend aus den Widerständen  $R_{B^+}$  und  $R_{B^-}$ , eingestellt. Von besonderem Interesse sind hier die Spannungen der Masche M. Es gilt:

$$U_{BE} = U_{R_{B^-}} - U_{R_E} \quad \text{Gl. (4.22)}$$

Mit  $I_E \approx I_C$  erhält man:

$$U_{BE} = U_{R_{B^-}} - (I_C \cdot R_E) \quad \text{Gl. (4.23)}$$

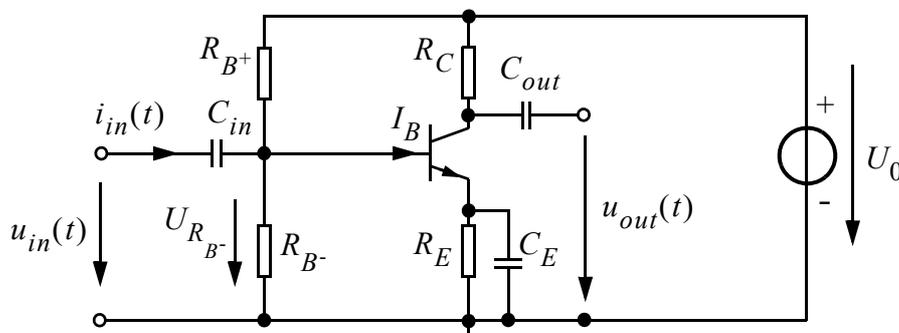
Die Spannung  $U_{R_{B^-}}$  wird durch den Spannungsteiler  $R_{B^+}, R_{B^-}$  fest vorgegeben:

$$U_{R_{B^-}} = \frac{R_{B^-}}{R_{B^+} + R_{B^-}} U_0 \quad \text{Gl. (4.24)}$$

Wie bereits erwähnt steigt bei steigender Temperatur der Kollektorstrom  $I_C$ . Da  $U_{R_{B^-}}$  fest vorgegeben ist, hat der steigende Kollektorstrom zur Folge, dass nach Gl. (4.23) die Basis-Emitterspannung  $U_{BE}$  sinkt. Wie aus dem Kennlinienfeld Bild 4.3 auf Seite 5 im 3. Quadranten ersichtlich ist, bewirkt eine sinkende Basis-Emitter-Spannung einen sinkenden Steuerstrom an der Basis. Der sinkende Basisstrom versetzt den Transistor in einen weniger leitenden Zustand, wodurch der Kollektorstrom sinkt und damit dem Einfluss durch die steigende Temperatur entgegenwirkt.

Solange  $R_E$  klein gegenüber  $R_C$  ist, wird durch  $R_E$  die Widerstandsgerade für  $R_C$  kaum beeinflusst.

Nachteilig wirkt sich  $R_E$  auf die Wechselspannungsverstärkung aus. Da das Eingangssignal  $u_{in}(t)$  den Basisstrom und somit auch den Kollektorstrom verändert, wirkt  $R_E$  diesem auf dieselbe Weise entgegen wie bei einer Temperaturerhöhung. D. h. die Signalverstärkung wird dadurch reduziert. Abhilfe schafft eine kapazitive Überbrückung des Emitterwiderstandes durch einen Emitterkondensator  $C_E$  (s. Bild 4.11). Wie die Eingangs- und Ausgangskapazitäten  $C_{in}$  und  $C_{out}$  stellt auch  $C_E$  für Wechselspannungen einen Kurzschluss dar, womit für Wechselspannungen die Rückwirkung des Emitterwiderstandes aufgehoben wird.

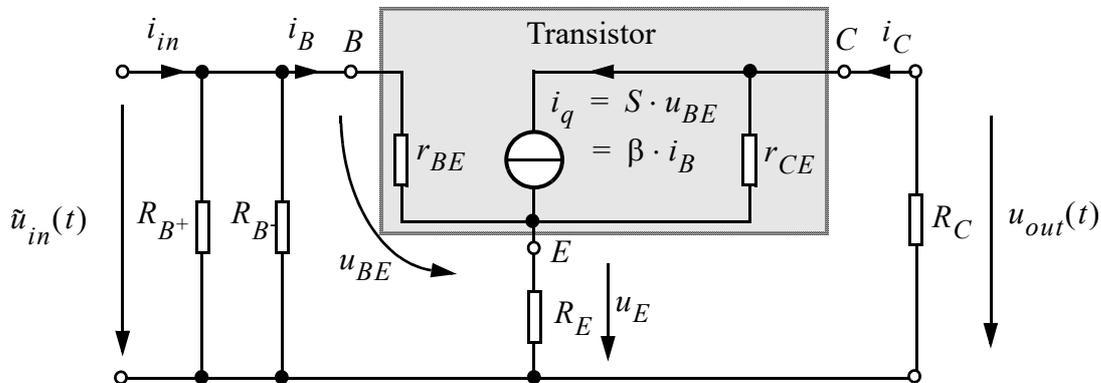


**Bild 4.11** Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung und kapazitiver Überbrückung des Emitterwiderstandes

**Eigenschaften der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung:**

Bild 4.12 zeigt das Kleinsignalersatzschaltbild der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung. Aus ihm lassen sich die wichtigsten Kenngrößen ableiten, vgl. hierzu [1] und [2].

$\tilde{u}_{in}(t)$ : Wechselspannungsanteil der Quelle, der  $C_{in}$  passieren kann



**Bild 4.12** Kleinsignalersatzschaltbild der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

**Eingangswiderstand:**

Der Emitterwiderstand wird um den Faktor  $\beta$  transformiert.

$$r_{in} = \frac{\tilde{u}_{in}(t)}{i_{in}} \approx R_{B+} \parallel R_{B-} \parallel (r_{BE} + \beta \cdot R_E) \quad \text{Gl. (4.25)}$$

**Ausgangswiderstand:**

$$r_{out} = \frac{u_{out}(t)}{i_C} \approx R_C \parallel \left[ r_{CE} \cdot \left( 1 + \frac{\beta \cdot R_E}{r_{BE} + R_E} \right) \right] \quad \text{Gl. (4.26)}$$

In der Praxis ist meist  $r_{CE} \gg R_C$  und  $r_{CE} \gg R_E$ , damit gilt als Näherung:

$$\boxed{r_{out} \approx R_C} \quad \text{Gl. (4.27)}$$

**Spannungsverstärkung:**

$$v_u = \frac{u_{out}(t)}{\tilde{u}_{in}(t)} \approx -\frac{S \cdot R_C}{1 + S \cdot R_E} \quad \text{Gl. (4.28)}$$

Für starke Stromgegenkopplung ist  $S \cdot R_E \gg 1$ , daher gilt in guter Näherung:

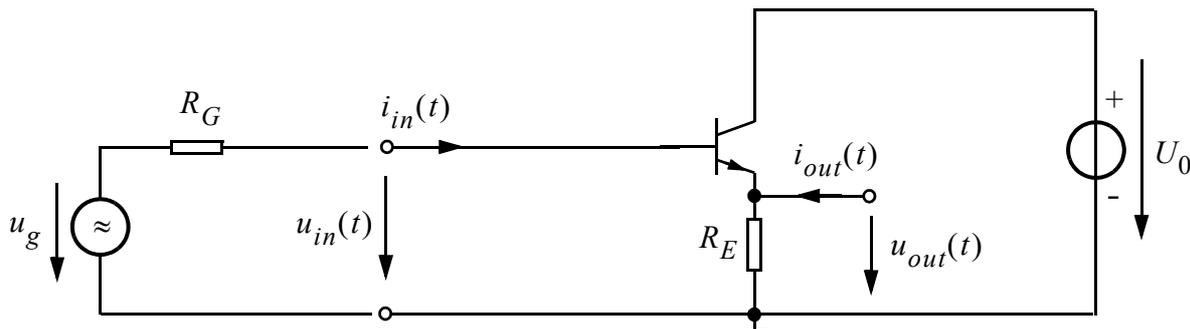
$$\boxed{v_u = -\frac{R_C}{R_E}} \quad \text{Gl. (4.29)}$$

## 4.5 Kollektorschaltung

Bild 5.4 zeigt den einfachsten Aufbau der Kollektorschaltung, die auch unter folgenden Namen in der Literatur auftaucht:

- Impedanzwandler
- Emitterfolger
- Spannungsfolger

Nachfolgend die wichtigsten Kenngrößen der Kollektorschaltung. Die analytische Herleitung entnehme man den Quellen [1, 2, 3].



**Bild 4.13** Einfachste Kollektorschaltung

**Eingangswiderstand:**

$$r_{in} = \frac{u_{in}}{i_{in}} \approx (r_{BE} + \beta \cdot R_E) \quad \text{Gl. (4.30)}$$

In der Praxis ist  $R_E$  meist im Bereich einiger Kiloohm. Da die Stromverstärkung  $\beta$  sehr groß ist (100 ... 500), dominiert daher der Term  $\beta \cdot R_E$  und es gilt:

$$r_{in} \approx \beta \cdot R_E \quad \text{Gl. (4.31)}$$

**Ausgangswiderstand:**

$$r_{out} = \frac{u_{out}}{i_{out}} \approx R_E \parallel \left( \frac{1}{S} + \frac{R_G}{\beta} \right) \quad \text{Gl. (4.32)}$$

Je nach Größe des Innenwiderstandes des Signalgenerators erhält man folgende Vereinfachung für den Ausgangswiderstand:

$$r_{out} = \begin{cases} \frac{1}{S} & \text{für } R_G < r_{BE} \\ \frac{R_G}{\beta} & \text{für } r_{BE} \leq R_G < \beta R_E \\ R_E & \text{für } R_G > \beta R_E \end{cases} \quad \text{mit } r_{BE} = \frac{\beta}{S} \quad \text{Gl. (4.33)}$$

Man erkennt, dass im Bereich  $r_{BE} \leq R_G < \beta R_E$  der Innenwiderstand (= die Impedanz) des Generators auf den Wert  $\frac{R_G}{\beta}$  heruntertransformiert wird. Daraus resultiert die Bezeichnung Impedanzwandler.

### Spannungsverstärkung:

Aus der Eingangsmasche erhält man für Gleichspannungen (s. auch Bild 4.14)

$$U_{out} = U_{in} - U_{BE}, \quad \text{Gl. (4.34)}$$

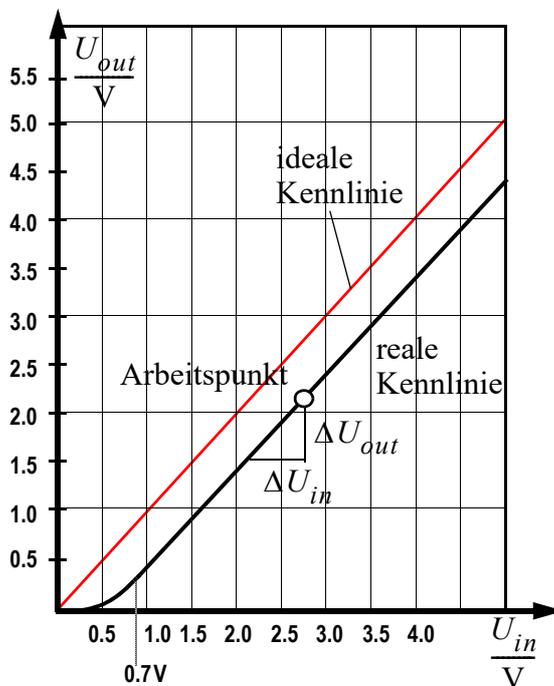
damit folgt für die Gleichspannungsverstärkung:

$$V_U = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{U_{in} - U_{BE}}{U_{in}} = 1 - \frac{U_{BE}}{U_{in}} \quad \text{Gl. (4.35)}$$

Im voll leitenden Zustand beträgt  $U_{BE}$  ca. 0.7V. D. h. die Ausgangsspannung entspricht der Eingangsspannung, abzüglich des kleinen konstanten Offsets von 0.7V. Die Spannung am Emitter folgt also der Eingangsspannung - daher die Namensgebung Emitterfolger bzw. Spannungsfolger.

### Übertragungskennlinie, Wechselspannungsverstärkung und Arbeitspunkt

Bild 4.14 zeigt eine typische Übertragungskennlinie der Kollektorschaltung. Man erkennt, dass die reale Kennlinie um einen konstanten Offset von der idealen Kennlinie abweicht. Nichtlinearitäten treten nur im Bereich unter 1V auf - oberhalb zeigt die Kennlinie die konstante Steigung Eins.



### Wechselspannungsverstärkung:

$$v_u = \left. \frac{\partial U_{out}}{\partial U_{in}} \right|_{AP} = 1 \quad \text{Gl. (4.36)}$$

Das Differenzial stellt die Steigung der Tangente im Arbeitspunkt der Übertragungskennlinie dar. Man erkennt, dass oberhalb der Durchlassspannung 0.7V der Basis-Emitter-Diode die Kennlinie linear verläuft. Der Arbeitspunkt wird daher in diesem Bereich gewählt.

**Bild 4.14** Übertragungskennlinie  $U_{out} = f(U_{in})$

### Arbeitspunkt:

Um einen möglichst großen Aussteuerbereich zu erhalten, wählt man den Arbeitspunkt meist so, dass  $U_{out} = U_0/2$  ist.

## 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

## 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  $\mu\text{A}$ ) 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:**

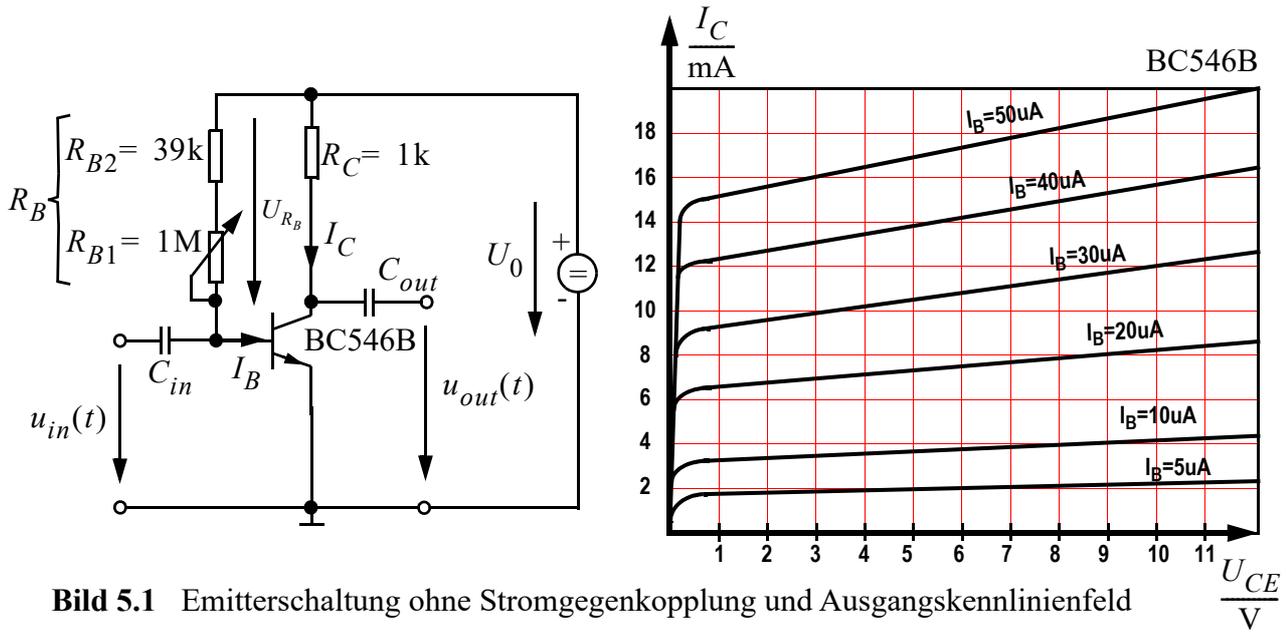
$I_{C_{max}} = \underline{\hspace{2cm}}$	$U_0 = U_{CE_{max}}$	$U_0 = 5\text{V}$	$U_0 = 10\text{V}$
$U_{CE_{max}} = \underline{\hspace{2cm}}$	$R_{C_{min}}$		

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:**

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

5. Kapitel: Durchführung des Versuchs



**Bild 5.1** Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung und Ausgangskennlinienfeld

Bild 5.1 zeigt einen Spannungsverstärker in Emitterschaltung. Zeichnen Sie für  $U_0 = 10V$  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: _____ $< I_{B_{AP}} <$ _____
$U_{CE_{AP}} =$ _____	aus Messung: $I_{B_{AP}} = \frac{U_0 - U_{BE_{AP}}}{R_B} \Big _{AP} =$ _____
$U_{BE_{AP}} =$ _____	

Bauen Sie nun die Schaltung nach Bild 5.1 auf. Es sei  $U_0 = 10V$ . 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  $U_0 = 10V$ .

**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  $-20\text{dB}$  Dämpfung über das Tastenfeld (SHIFT gefolgt von der Ziffer 8) und weitere  $-20\text{dB}$  Dämpfung durch Ziehen des Amplitudenreglers aktivieren. Ist die  $-20\text{dB}$  Dämpfung über das Tastenfeld aktiviert, so erscheint im Display  $-20\text{dB}$  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.

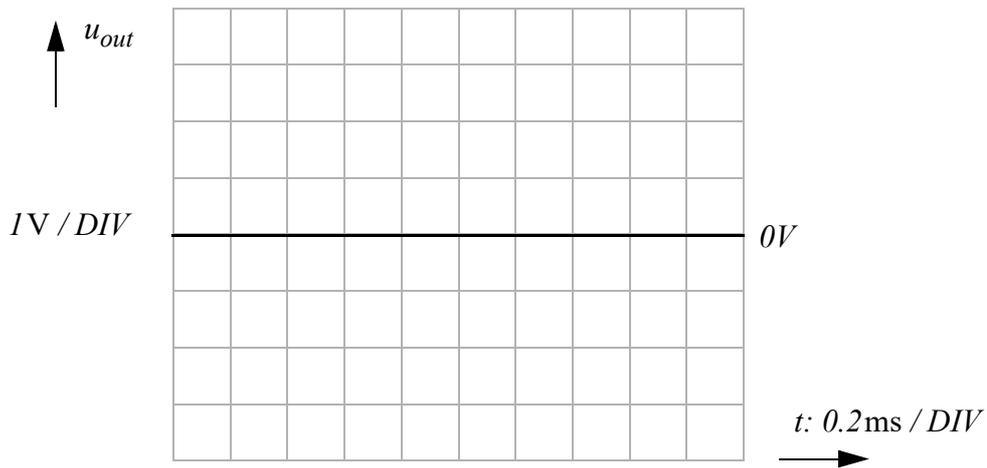
5. Kapitel: Durchführung des Versuchs

Skizzen:

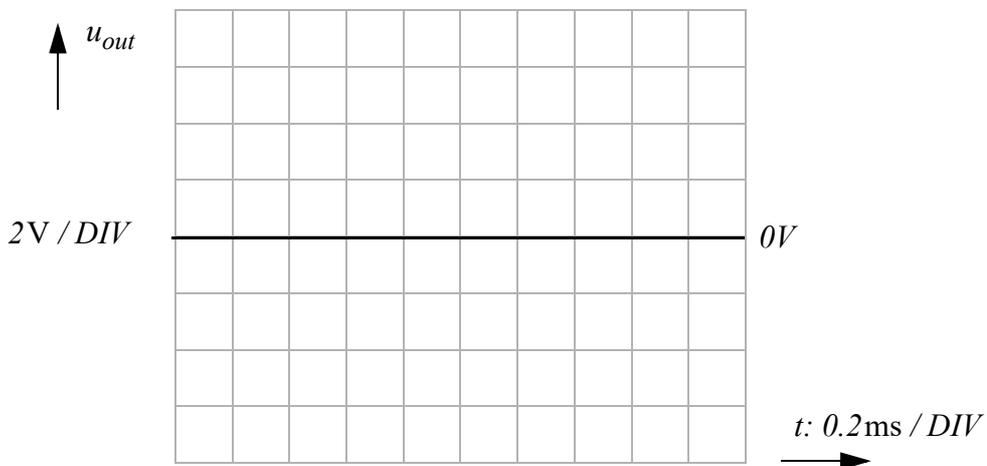


a. Verzerrungsfreie Verstärkung:  $\hat{u}_{in} = 7.5\text{mV}$

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. Kapitel: Durchführung des Versuchs

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  $\beta$

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:**

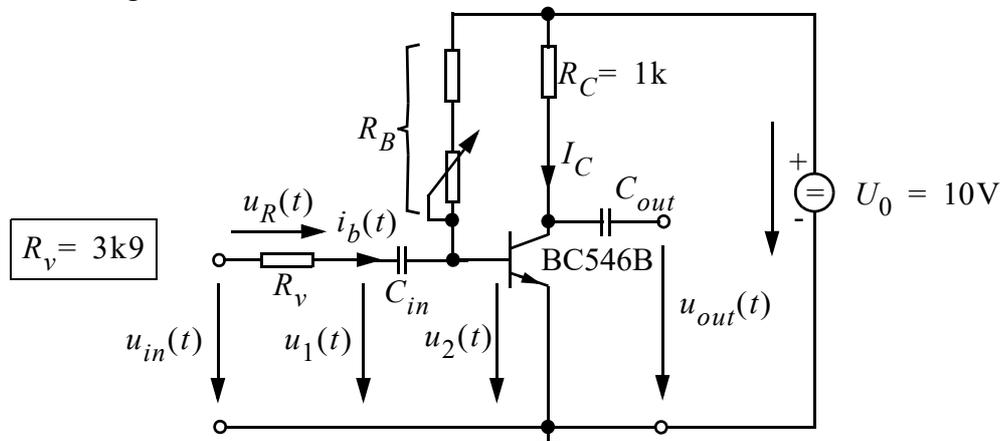
$r_{BE} \approx \underline{\hspace{5cm}}$

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.

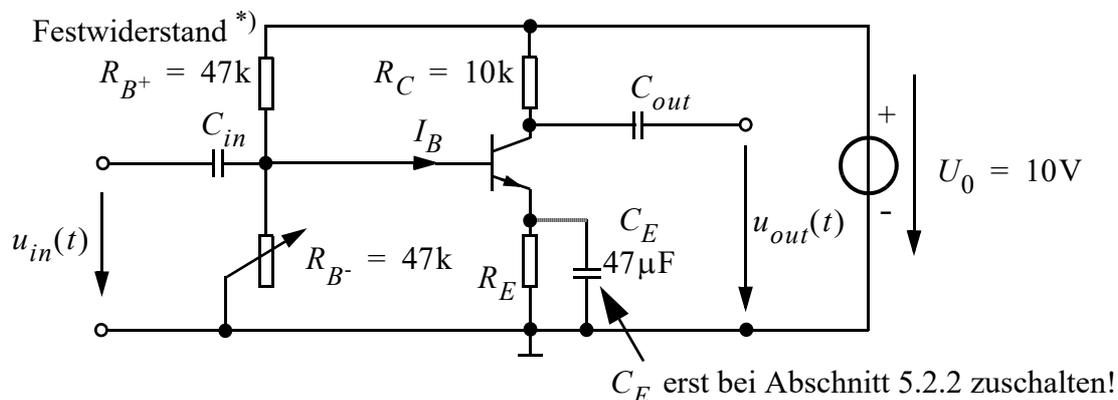
In welche Richtung verschiebt sich der Arbeitspunkt ( $U_{CE}$ ) bei Temperaturveränderung?

**Antwort:**

## 5.2 Aufgabe 2: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

Für alle Aufgabenteile von Aufgabe 2 gilt:

Jedesmal wenn Sie den Emittorwiderstand 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  $470\Omega$  ...  $47\text{k}\Omega$  ab und wird über 10 Umdrehungen à  $360^\circ$  eingestellt, was ein präziseres Einstellen ermöglicht als dies bei einem herkömmlichen Poti mit einem nur  $270^\circ$  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

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

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:**

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

Erklärung:

### 5.3 Aufgabe 3: Kollektorschaltung

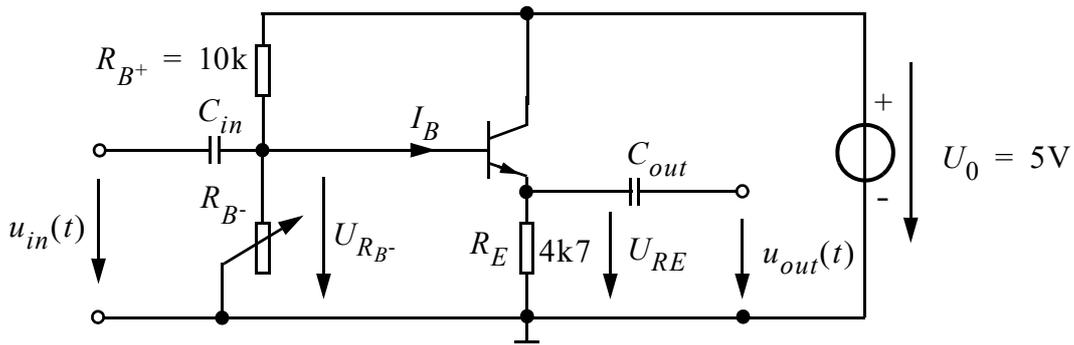


Bild 5.4 Kollektorschaltung

#### 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.

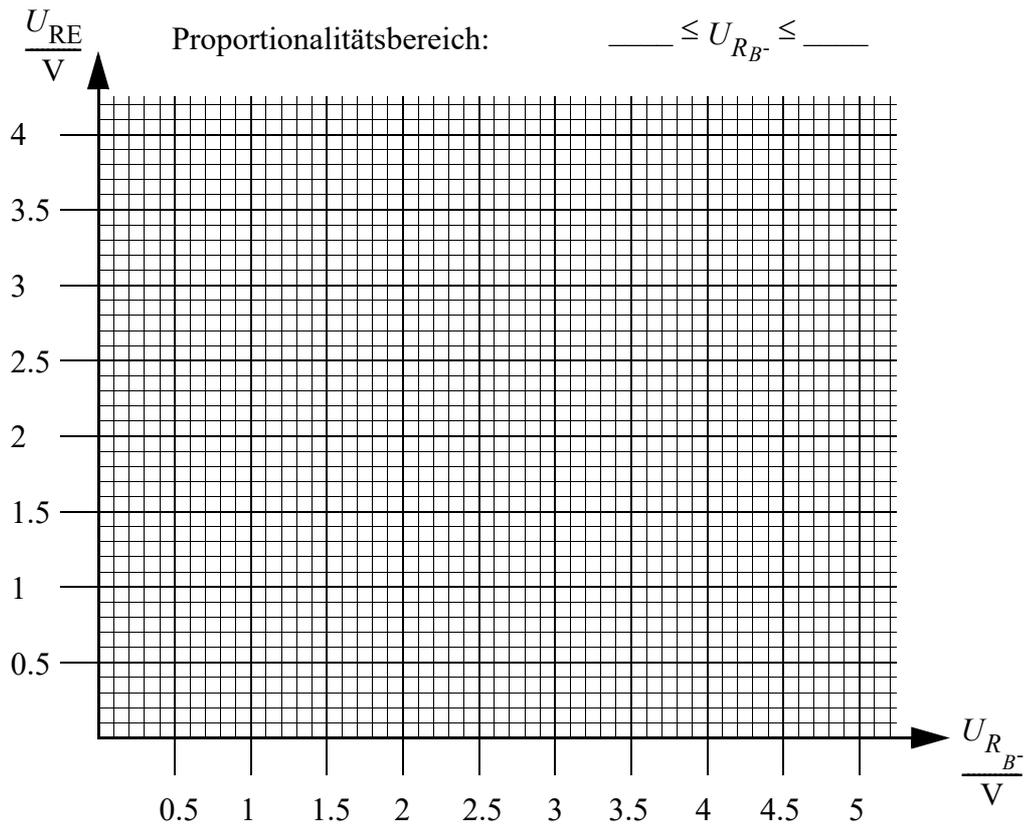
Tragen Sie anschließend den Proportionalitätsbereich und den optimalen Arbeitspunkt in das Diagramm ein und stellen Sie die Schaltung auf diesen Arbeitspunkt ein.

Speisen Sie nun in die Schaltung ein Sinussignal  $u_{in}(t)$  der Frequenz  $1\text{ kHz}$  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:**

$$\hat{u}_{in_{max}} \approx \underline{\hspace{2cm}}$$

**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



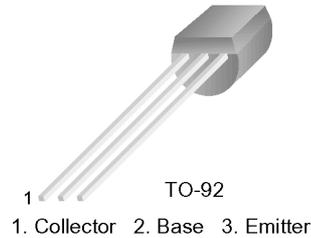
# Anhang A      Datenblatt BC546



## 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 $V_{CE}=5V, I_C=200\mu A$ $f=1KHz, R_G=2K\Omega$ $V_{CE}=5V, I_C=200\mu A$ $R_G=2K\Omega, f=30-15000MHz$		2	10	dB
				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

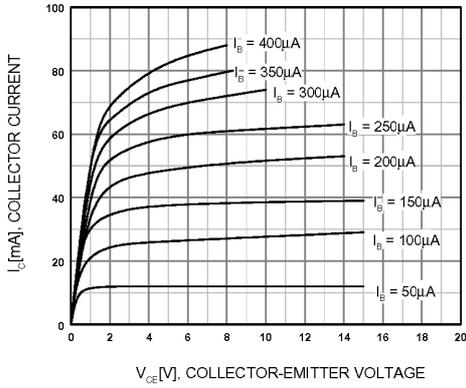


Figure 1. Static Characteristic

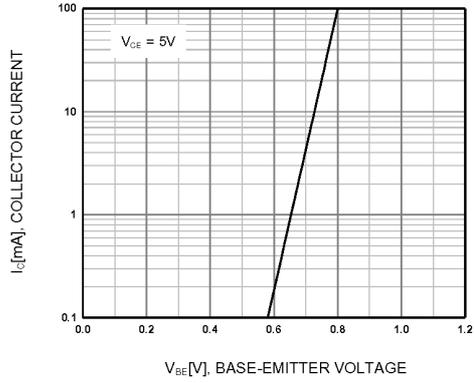


Figure 2. Transfer Characteristic

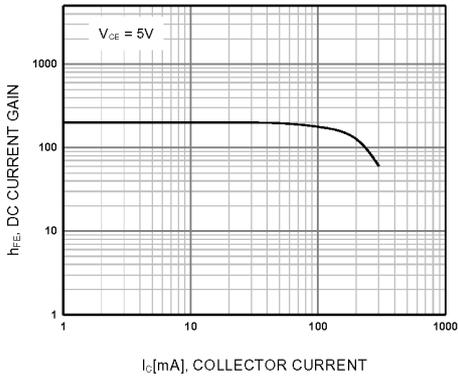


Figure 3. DC current Gain

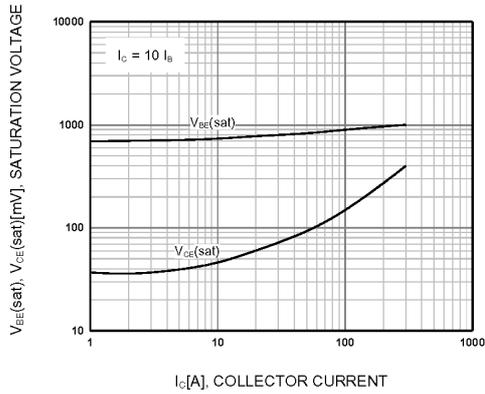


Figure 4. Base-Emitter Saturation Voltage  
Collector-Emitter Saturation Voltage

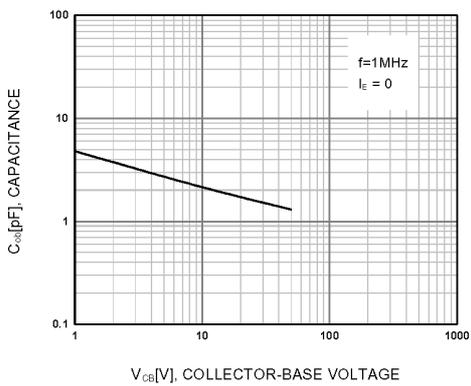


Figure 5. Output Capacitance

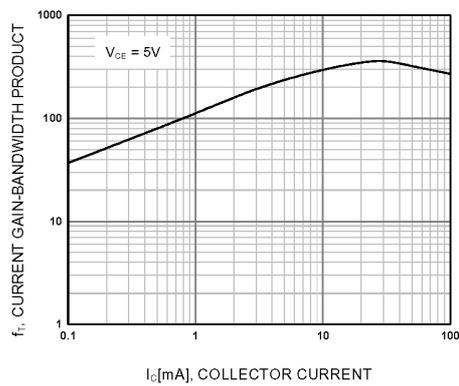


Figure 6. Current Gain Bandwidth Product

# Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

## Wechselspannung Gleichrichterschaltungen Linearregler

von  
Dr.-Ing. A. Teltschik

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Lernziele</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Literatur</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Geräte</b>	<b>3</b>
<b>4</b>	<b>Theoretische Grundlagen</b>	<b>4</b>
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
<b>5</b>	<b>Versuchsdurchführung</b>	<b>15</b>
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
	<b>ETGP - Versuchsfeedback</b>	<b>31</b>
	<b>Anhang A Auszug aus dem Datenblatt LM317</b>	<b>33</b>

# 1 Lernziele

In diesem Versuch werden Sie ausgehend von einer Niedervolt-Wechselspannung unterschiedliche geregelte und ungeregelte Spannungs- und Stromquellen untersuchen. Nach der Durchführung des Versuchs sollen Sie in der Lage sein folgende Fragen zu beantworten.

- Wie groß ist die Phase  $\varphi_Z = \varphi_u - \varphi_i$  am idealen Widerstand, am idealen Kondensator und an der idealen Spule?
- Wie sind die Wirk-, Blind-, und Scheinleistung definiert?
- Was versteht man unter primärer und sekundärer Nennspannung eines Transformators?
- Wie ist die Nennlast eines Trafos definiert?
- Was versteht man unter der Leerlaufspannung eines Transformators?
- Wie verändert sich qualitativ die Trafo-Sekundärspannung in Abhängigkeit des Lastwiderstandes  $U = f(R_L)$ ?
- Was versteht man unter dem “peak forward surge current” einer Diode?
- Wie sieht die Schaltung einer Einweggleichrichtung mit Glättungskondensator aus?
- Wie sieht die Schaltung einer Brückengleichrichtung mit Glättungskondensator aus?
- Welche Vor-/Nachteile hat die Brückengleichrichtung gegenüber der Einweggleichrichtung?
- Wie lautet die “Faustformel” für die Abschätzung der Welligkeit  $\Delta u$  für die Brückengleichrichtung?
- Mit welcher Frequenz schwingt die Restwelligkeit bei der Einweggleichrichtung und bei der Brückengleichrichtung?
- Erklären Sie die Funktionsweise des LM317 als Spannungsregler
- Erklären Sie die Funktionsweise des LM317 als Stromregler
- Die Welligkeit  $\Delta u_{in}$  am Eingang eines Linearreglers betrage 0.7V. Wie hoch ist die Welligkeit des Ausgangssignals bei einer relativen Welligkeit von 8%?

# 2 Literatur

- [1] M. Siegel, E. Crocol  
Vorlesungsskript bis 2019 **Elektronische Schaltungen**, IMS, KIT
- [2] O. Dössel, Vorlesungsskript: **Lineare Elektrische Netze**, IBT, KIT
- [3] Erwin Böhmer, **Elemente der angewandten Elektronik**, Vieweg Verlag
- [4] U. Tietze, Ch. Schenk, **Halbleiter Schaltungstechnik**, Springer Verlag.

# 3 Geräte

- 1 Analog-Oszilloskop HM-1502
- 2 Messkabel BNC auf 4mm Bananenstecker
- 1 Messbox: Wechselspannung
- 1 Multimeter: Agilent U1252B
- 1 Zeichendreieck 30cm Hypotenuse

## 4 Theoretische Grundlagen

### 4.1 Einleitung

Niedervoltspannungen werden in nahezu jedem elektronischen Unterhaltungsgerät benötigt und in der Regel aus einer hohen Netzwechselspannung herunter transformiert. In Deutschland hat die einphasige Netzwechselspannung im Haushalt einen Effektivwert von  $U_{eff} = 230V$ . Die Frequenz der Wechselspannung beträgt dabei  $f = 50Hz$ . Wechselspannungen bis  $U_{eff} = 50V$  werden als Kleinspannungen bezeichnet, die in der Regel noch gleichgerichtet, geglättet und stabilisiert werden, bevor sie z. B. die Empfangselektronik eines Radios versorgen.

### 4.2 Nomenklatur

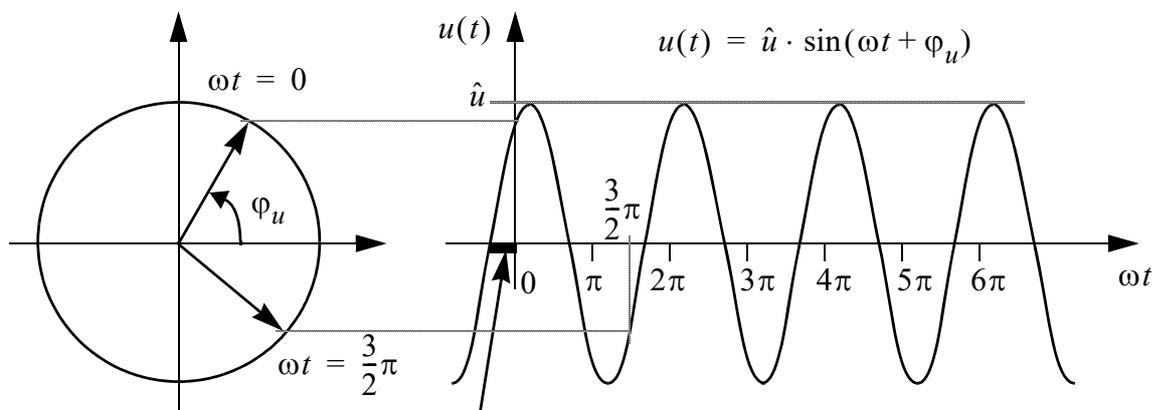
Folgende Schreibweisen werden im Folgenden verwendet:

- $U, I$       Effektivwerte von Spannungen und Strömen oder Gleichgrößen in Großbuchstaben
- $\hat{u}, \hat{i}$       Amplitudenwerte von harmonischen Spannungen und Strömen in Kleinbuchstaben mit ^
- $P, Q, S$       Wirkleistung  $P$ , Blindleistung  $Q$ , Scheinleistung  $S$

### 4.3 Zeigerdarstellung von Wechselgrößen

#### Spannung, Strom, Leistung

Harmonische Wechselgrößen (Leistung, Spannung, Strom, ...) lassen sich anschaulich wie folgt in Zeigerdiagrammen darstellen. Es wird davon ausgegangen, dass sämtliche Ausgleichsvorgänge an Energiespeichern (Kondensator, Spule) abgeschlossen sind und somit der eingeschwungene Zustand betrachtet wird.



**Bild 4.1** Rotierender Zeiger und zeitlicher Verlauf der Spannung  $u(t) = \hat{u} \cdot \sin(\omega t + \varphi_u)$

Ist nicht explizit eine spezielle Zeit genannt, repräsentiert das Zeigerdiagramm die Momentaufnahme zum Zeitpunkt  $t = 0$ .

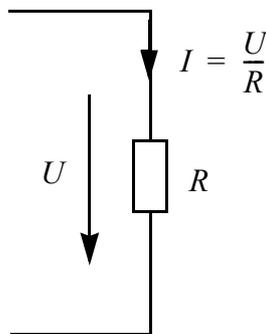
### Ohmscher Widerstand

Wird ein ohmscher Widerstand  $R$  von einer Wechselspannung  $u(t) = \hat{u} \cdot \sin(\omega t + \varphi_u)$  gespeist, so fließt nach dem ohmschen Gesetz der Strom

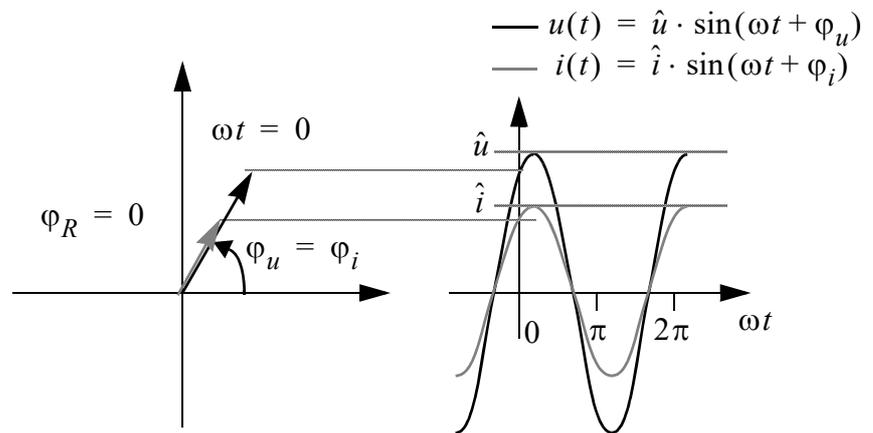
$$i(t) = \frac{\hat{u}}{R} \cdot \sin(\omega t + \varphi_u) = \hat{i} \cdot \sin(\omega t + \varphi_i) \quad \text{Gl. (4.1)}$$

mit  $\hat{i} = \frac{\hat{u}}{R}$  und  $\varphi_i = \varphi_u$ . Man erkennt dass die Phase von Strom und Spannung gleich sind. Daraus ergibt sich die Phasendifferenz am ohmschen Widerstandes zu:

$$\varphi_R = \varphi_u - \varphi_i = 0 \quad \text{Gl. (4.2)}$$



Die Effektivwerte von Strom und Spannung sind über den ohmschen Widerstand  $R$  verknüpft.



**Bild 4.2** Rotierende Zeiger, Spannungs- und Stromverlauf am ohmschen Widerstand

### Kondensator

Wird ein Kondensator  $C$  von einer Wechselspannung  $u(t) = \hat{u} \cdot \sin(\omega t + \varphi_u)$  gespeist, so führt die differenzierende Wirkung des Kondensators zu folgendem Strom:

$$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt} = C \cdot \hat{u} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t + \varphi_u) = C \cdot \hat{u} \cdot \omega \cdot \sin\left(\omega t + \varphi_u + \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{Gl. (4.3)}$$

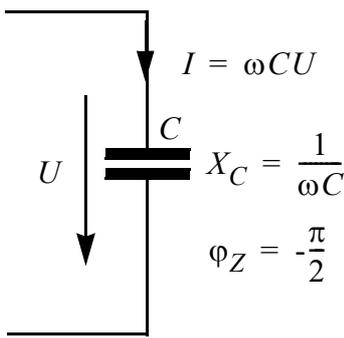
Mit  $\varphi_i = \varphi_u + \frac{\pi}{2}$  erhält man:

$$i(t) = C \cdot \hat{u} \cdot \omega \cdot \sin(\omega t + \varphi_i) \quad \text{Gl. (4.4)}$$

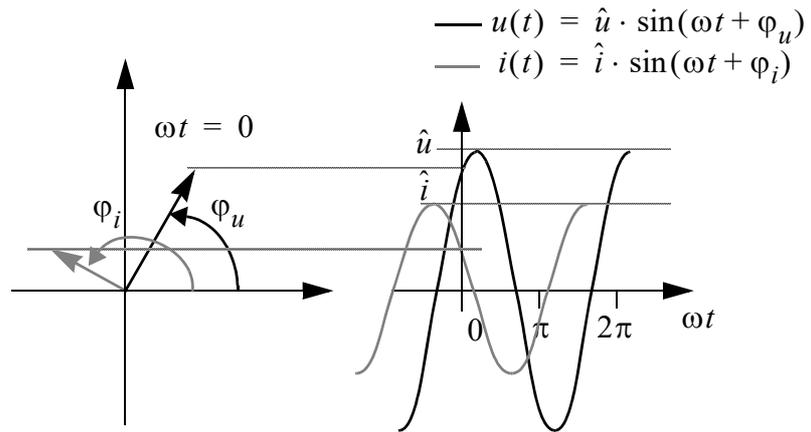
Die Phasendifferenz am Kondensator beträgt demnach:

$$\varphi_Z = \varphi_u - \varphi_i = -\frac{\pi}{2} \quad \text{Gl. (4.5)}$$

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen



Die Effektivwerte von Strom und Spannung sind über den kapazitiven Blindwiderstand  $X_C$  verknüpft.



**Bild 4.3** Rotierende Zeiger, Spannungs- und Stromverlauf am Kondensator. **Der Strom eilt der Spannung voraus.**

#### Spule

Wird eine Spule  $L$  von einer Wechselspannung  $u(t) = \hat{u} \cdot \sin(\omega t + \varphi_u)$  gespeist, so führt die integrierende Wirkung der Induktivität zu folgendem Strom:

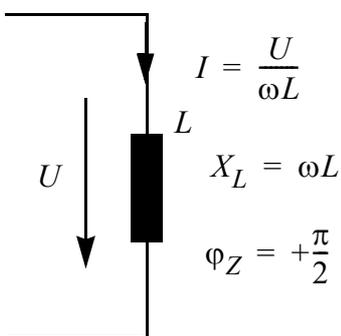
$$i(t) = \frac{1}{L} \cdot \int u(t) dt = \frac{1}{L} \cdot \int \hat{u} \cdot \sin(\omega t + \varphi_u) dt = \frac{1}{\omega L} \cdot \hat{u} \cdot -\cos(\omega t + \varphi_u) \quad \text{Gl. (4.6)}$$

mit  $-\cos(\omega t + \varphi_u) = \sin(\omega t + \varphi_u - \frac{\pi}{2})$  und mit  $\varphi_i = \varphi_u - \frac{\pi}{2}$  erhält man:

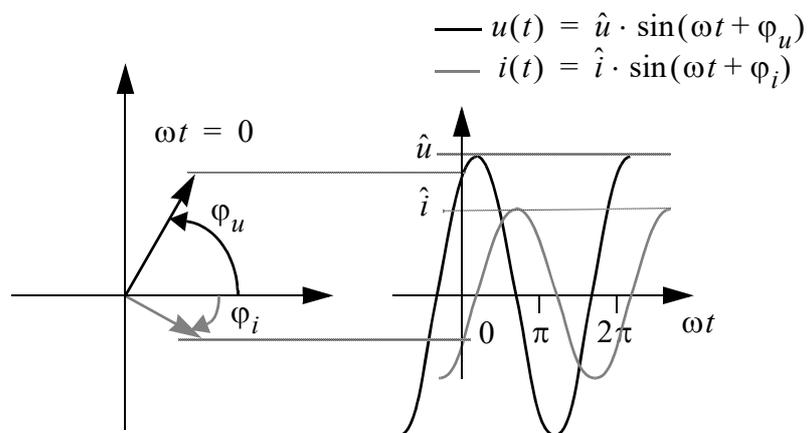
$$i(t) = \frac{\hat{u}}{\omega L} \cdot \sin(\omega t + \varphi_i) \quad \text{Gl. (4.7)}$$

Die Phasendifferenz an der Spule beträgt demnach:

$$\varphi_Z = \varphi_u - \varphi_i = +\frac{\pi}{2} \quad \text{Gl. (4.8)}$$



Die Effektivwerte von Strom und Spannung sind über den induktiven Blindwiderstand  $X_L$  verknüpft.



**Bild 4.4** Rotierende Zeiger, Spannungs- und Stromverlauf an der Spule. **Der Strom eilt der Spannung nach.**

**Merkhilfe:** "Beim Kondensator eilt der Strom vor, bei der Induktivität kommt der Strom zu spät."

#### 4.4 Wirk-, Schein- und Blindleistung

Wird ein Verbraucher  $Z$  - egal ob resistiv, kapazitiv oder induktiv - von einer Spannung  $u(t) = \hat{u} \cdot \sin(\omega t + \varphi_u)$  gespeist und fließt dabei der Strom  $i(t) = \hat{i} \cdot \sin(\omega t + \varphi_i)$ , so berechnet sich die Momentanleistung  $p(t)$  zu:

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) = \hat{u} \cdot \sin(\omega t + \varphi_u) \cdot \hat{i} \cdot \sin(\omega t + \varphi_i) \quad \text{Gl. (4.9)}$$

Mit der Beziehung  $\sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$  erhält man:

$$P(t) = \underbrace{\frac{\hat{u} \cdot \hat{i}}{2} \cdot \cos(\varphi_u - \varphi_i)}_{\text{zeitlich konstante Leistung } \overline{P(t)}} - \underbrace{\frac{\hat{u} \cdot \hat{i}}{2} \cdot \cos(2\omega t + \varphi_u + \varphi_i)}_{\text{pulsierende Leistung}} \quad \text{Gl. (4.10)}$$

Aus Gl. (4.10) lässt sich Folgendes ableiten:

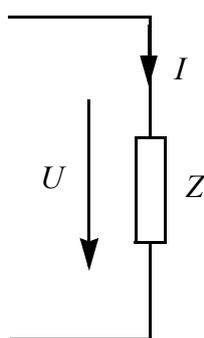
- Der Momentanwert der Leistung kann auch negativ werden, d. h. es wird Energie zur Quelle zurückgespeist
- Die mittlere Leistung entspricht der zeitlich konstanten Leistung
- Die pulsierende Leistungskomponente variiert mit der doppelten Frequenz ( $2\omega t$ )
- Die Quelle muss so ausgelegt sein, dass sie kontinuierlich die konstante Leistung  $\overline{P(t)}$  liefern und zusätzlich den pulsierenden Spitzenleistungsbedarf abdecken kann

Die **Wirkleistung**  $P$  ist definiert als die mittlere Leistung, die während einer Periode fließt:

$$P = \overline{P(t)} = \frac{1}{T} \int_T P(t) dt = \frac{\hat{u} \cdot \hat{i}}{2} \cdot \cos(\varphi_u - \varphi_i) = U \cdot I \cdot \cos(\varphi_u - \varphi_i) \quad \text{Gl. (4.11)}$$

Die Einheit der Wirkleistung ist 1 Watt: **1 W**

Die **Scheinleistung**  $S$  ist das Produkt der Effektivwerte des Stromes  $I$  und der Spannung  $U$  am Verbraucher  $Z$ :



$$S = U \cdot I$$

$$\text{Gl. (4.12)}$$

Die Einheit der Scheinleistung ist ebenfalls 1 Watt. Um zu verdeutlichen, dass es sich um eine reine Rechengröße handelt, wird in der Regel aber **1 VA** geschrieben.

Die Angabe VA findet sich auch häufig als Leistungsangabe auf Kleintransformatoren.

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Die Scheinleistung lässt sich messtechnisch am einfachsten bestimmen, da die Effektivwerte von Strom und Spannung direkt mit einem Effektivwert-Multimeter am Verbraucher gemessen werden können.

Die Scheinleistung  $S$  kann als geometrische Summe von Wirkleistung  $P$  und Blindleistung  $Q$  interpretiert werden:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad \text{Gl. (4.13)}$$

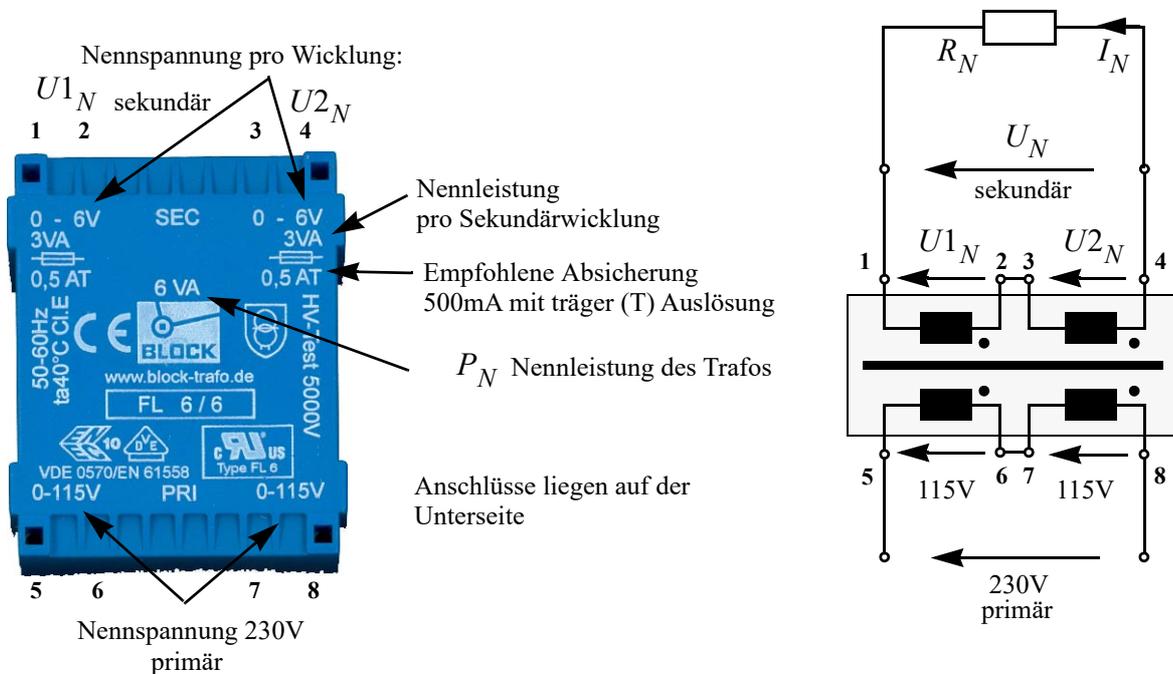
Dies führt zu Definition der **Blindleistung**  $Q$ :

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad \text{Gl. (4.14)}$$

Die Einheit der Blindleistung ist ebenfalls 1 Watt. Um zu verdeutlichen, dass es sich um eine Blindleistung handelt, wird jedoch **1 var** bzw **1 VAR** geschrieben. Das kleine **r** hat seinen Ursprung in der englischen Bezeichnung für Blindleistung: *reactive power*<sup>1</sup>.

### 4.5 Kenngrößen von Kleinspannungs-Transformatoren

Kleinspannungs-Transformatoren liefern eine Sekundärspannung bis maximal 50V. Für Leistungsbereiche kleiner 30W werden sie häufig als sog. Printraformatoren aufgebaut (s. Bild 4.5). Dies sind vergossene Transformatoren, deren Anschlüsse an der Unterseite herausgeführt sind, so dass sie direkt auf eine Leiterplatte gelötet werden können.



**Bild 4.5** Printrafo und Wicklungsschaltbild.

<sup>1</sup> Die Scheinleistung wird im Englischen mit *apparent power* bezeichnet.

Häufig wird die Primärwicklung aufgeteilt in zwei separate Wicklungen für eine **primäre Nennspannung** von 115V (Wicklung 5-6 und 7-8 in Bild 4.5). Dies hat den Vorteil, dass der Trafo in Ländern mit 115V oder 230V Netzspannung eingesetzt werden kann. Im ersten Fall werden die Windungen parallel geschaltet, im zweiten Fall in Serie wie in Bild 4.5 gezeigt.

Sekundärseitig sind ebenfalls mehrere getrennte Wicklungen üblich. Weit verbreitet sind zwei Wicklungen mit identischer, **sekundärer Nennspannung**  $U_{1N} = U_{2N}$  (Wicklung 1-2 und 3-4 in Bild 4.5). Diese können z. B. vollständig getrennt voneinander für die Erzeugung einer dualen Versorgung (z. B.  $\pm 15V$ ) für einen Operationsverstärker verschaltet werden. Werden die Windungen parallel geschaltet, liefert der Trafo bei der Nennspannung  $U_{1N}$  einen doppelt so hohen Strom wie im Falle der Serienschaltung der Windungen, wo die Nennspannung  $U_N = U_{1N} + U_{2N}$  beträgt.

Der Trafo wird durch die primäre und sekundäre Nennspannung sowie die **Nennleistung**  $P_N = U_N \cdot I_N$ , für die er im Dauerbetrieb ausgelegt ist, charakterisiert. Nennspannung und Nennlast findet man in der Regel auch im Herstellerdatenblatt.

Die Berechnung des Innenwiderstands  $R_i$  eines Trafos ist komplex, da sowohl die Bauform und die damit verbundenen magnetischen Koppelwege als auch der Widerstand der Kupferwicklungen als Parameter eingehen. Häufig findet man im Datenblatt keine Angaben dazu. Für Kleintransformatoren mit einer Sekundärspannung und einer Nennleistung  $< 200W$  liefert folgende Faustformel gute Dienste [4]:

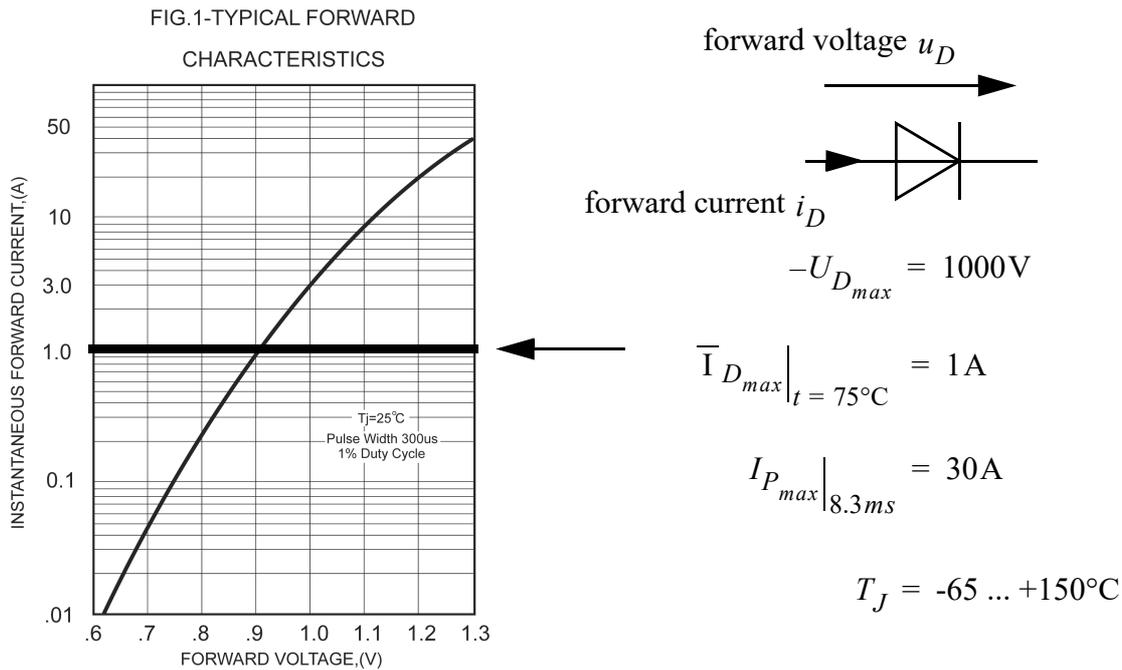
$$\frac{R_N}{R_i} = 0.7 + 1.1 \sqrt{\frac{P_N}{1W}}, \text{ mit der Nennlast } R_N = \frac{U_N}{I_N}. \quad \text{Gl. (4.15)}$$

Wird der Transformator ohne Last betrieben so kann sekundärseitig an den Klemmen die **Leerlaufspannung**  $U_0$  gemessen werden.

## 4.6 Gleichrichterschaltungen

Sinusförmige Wechselspannungen werden in der Regel durch Silizium-Dioden gleichgerichtet. Hierbei macht man sich die polaritätsabhängige Leitfähigkeit der Diode zunutze. Bild 4.6 zeigt das Schaltsymbol und die typische Kennlinie der im Versuch eingesetzten Diode 1N4007. Ein Stromfluss ist erst ab einer Diodenspannung  $u_D > 0.6V$  zu erkennen. Typische Kenngrößen sind:

- max. mittlerer Dauerstrom (**max. average forward current**)  $\bar{I}_{max}$ :  
Maximaler Strom, der im Dauerbetrieb fließen darf, ohne dass die Diode (thermisch) zerstört wird. Meist wird noch die Bauteiltemperatur dazu angegeben.
- Impulsstrombelastbarkeit (**peak forward surge current**)  $I_{P_{max}}$ :  
Maximalstrom, der innerhalb einer gewissen Zeit kurzfristig fließen darf, ohne dass die Diode (thermisch) zerstört wird.
- Maximale DC Sperrspannung (**max. DC blocking voltage**)  $-U_{D_{max}}$ :  
Maximale Spannung, die im Sperrbetrieb anliegen darf, ohne dass die Diode zerstört wird.
- Betriebstemperaturbereich (**Operating Temperature**)  $T_J$ .



**Bild 4.6** Kennlinie 1N4007 im Leitbereich (forward characteristics) und Schaltsymbol

#### 4.6.1 Einweggleichrichter ohne und mit Glättungskondensator

Die einfachste und günstigste Gleichrichterschaltung ist die Einweggleichrichtung (s. Bild 4.7 links). Die Diode sperrt die negative Halbwelle der Sekundärspannung  $u(t)$  des Trafos. Es entsteht eine pulsierende, stets positive Spannung  $u_R(t)$  an der Last  $R$ . Nachteilig ist, dass während der Sperrphase der Diode keine Spannung am Verbraucher anliegt.

Die Verlustleistung an der Diode ist:

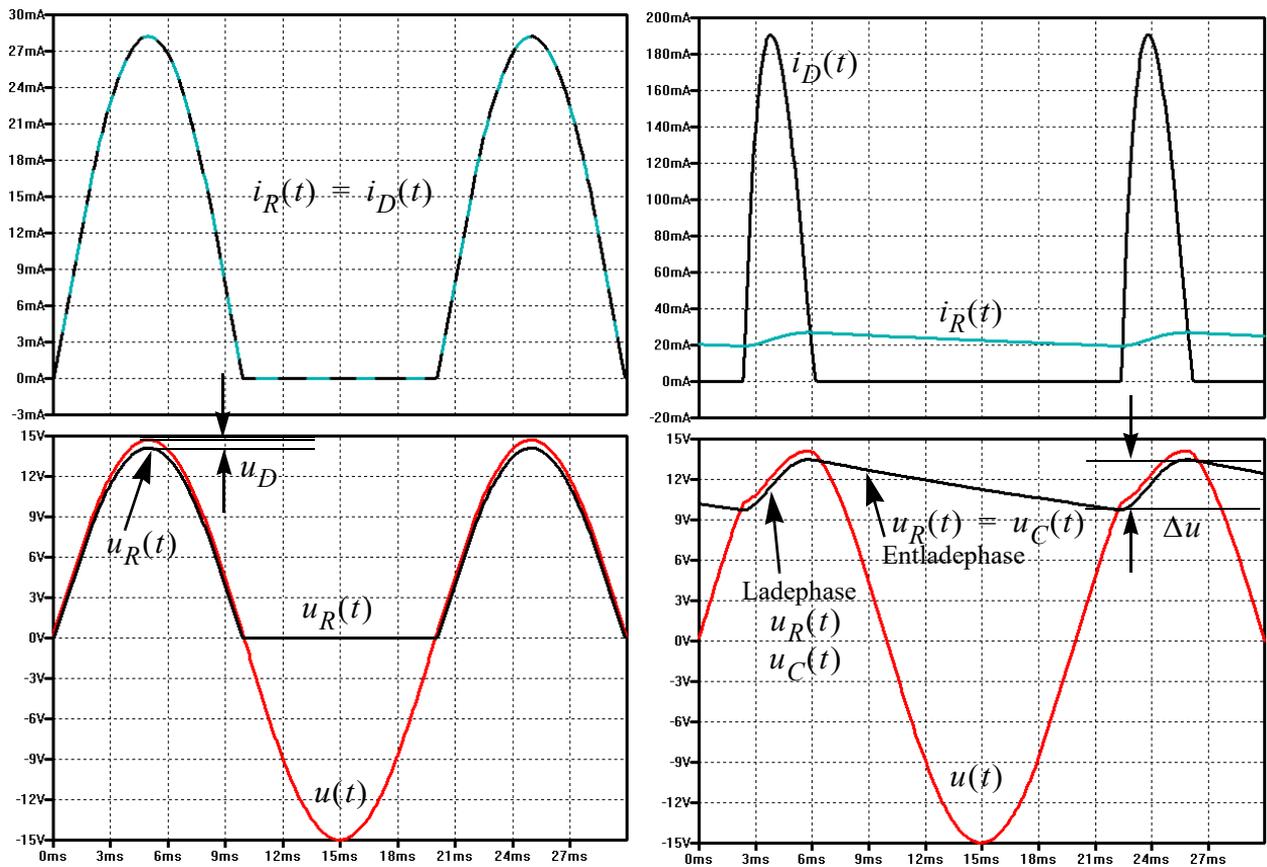
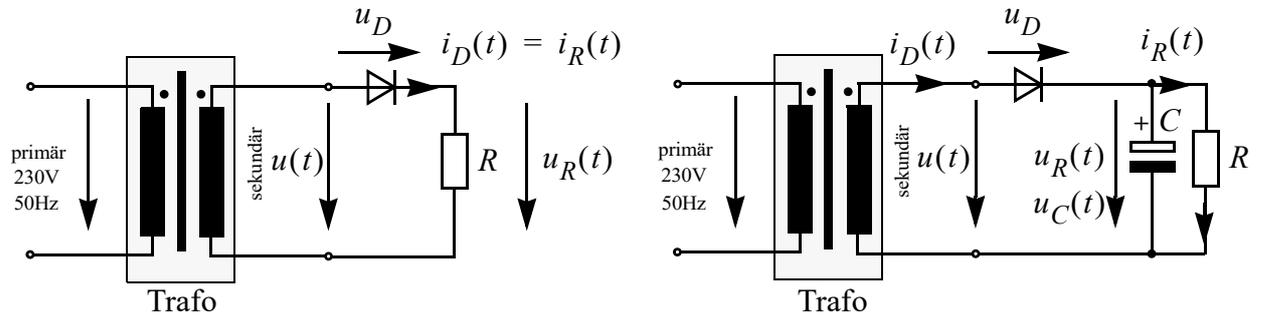
$$p_D(t) = u_D(t) \cdot i_D(t) \approx 0.7\text{V} \cdot i_D(t). \quad \text{Gl. (4.16)}$$

Die sekundäre Trafospannung  $u$  wird durch die "forward voltage"  $u_D$  der Diode verringert, so dass an der Last die maximale Ausgangsspannung  $u_R(t) \approx u(t) - 0.7\text{V}$  anliegt.

Fügt man einen **Glättungskondensator**, wie in Bild 4.7 rechts zu sehen, ein, so wird auch während der Sperrphase der Diode der Verbraucher weiter versorgt, da der Kondensator die Ausfallzeit überbrückt. Aus der pulsierenden Spannung am Verbraucher  $R$  entsteht eine nahezu konstante Gleichspannung  $u_R$ , mit einer Welligkeit  $\Delta u$ , die von der Größe des Glättungskondensators und des Lastwiderstandes abhängt. Nachteilig an dieser Schaltung sind die hohe Welligkeit und die asymmetrische Trafo und Netzbelastung, da nur während der positiven Halbwelle Energie aus dem Netz entnommen wird. Genauer: Nur dann, wenn die Sekundärspannung  $u(t)$  die Ladespannung  $u_C(t)$  am Kondensator überschreitet, fließt ein Ladestrom  $i_D(t)$ .

Weiterhin erkennt man, dass die Diode während der Ladeperiode des Kondensators mit einem deutlich höheren Spitzenstrom belastet wird wie in der Schaltung ohne Kondensator. Dies muss bei der

Schaltungsdimensionierung berücksichtigt werden. In den Datenblättern für Dioden wird dazu die Impulsstrombelastbarkeit (peak forward surge current)  $I_{P_{max}}$  spezifiziert.



**Bild 4.7** Einweggleichrichterschaltung ohne Glättungskondensator (links) und mit Glättungskondensator (rechts) sowie die Spannungs- und Stromverläufe

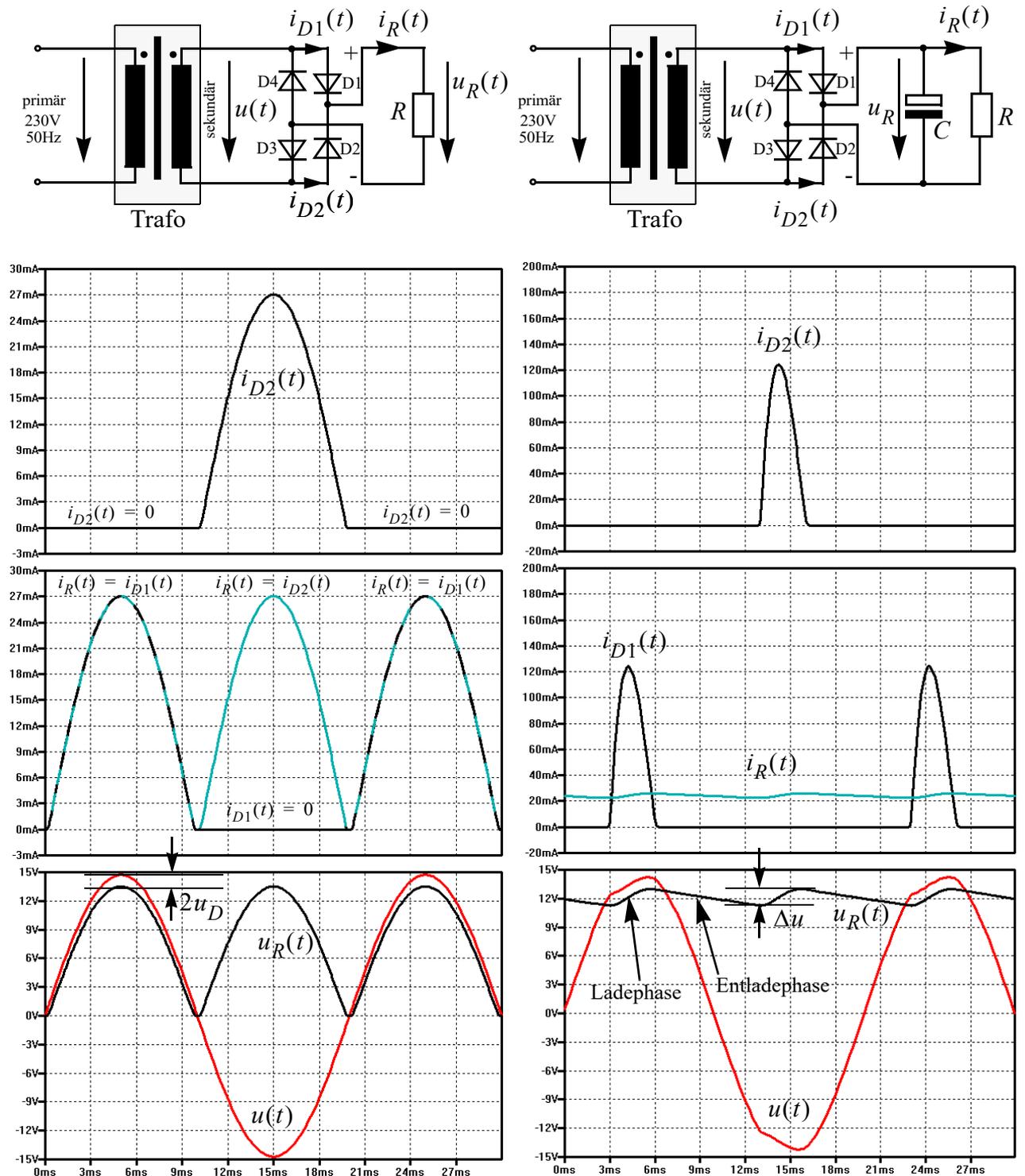
Die Schaltung mit Diode und Kondensator ist hochgradig nichtlinear. Die analytische Bestimmung der Restwelligkeit ist daher sehr aufwändig. Um für die Schaltungsdimensionierung einen Anhaltspunkt zu erhalten lässt sich aus der Praxis folgende grobe Näherungsgleichung ermitteln [3]:

$$\Delta U \approx 12 \cdot \frac{\bar{I}_R / \text{mA}}{C / \mu\text{F}} \text{ V} \quad \text{Gl. (4.17)}$$

$\bar{I}_R$  ist der arithmetische Mittelwert des Laststromes  $i_R(t)$ .

4.6.2 Brückengleichrichter ohne und mit Glättungskondensator

Mit der Brückengleichrichtung (s. Bild 4.8) wird die asymmetrische Netzbelastung behoben. Die Dioden sind so angeordnet, dass die negative Halbwellen der Sekundärspannung  $u(t)$  "nach oben geklappt wird". Während der positiven Halbwellen  $u(0 < t \leq 10\text{ms})$  leiten die Dioden D1 und D3. Während der negativen Halbwellen  $u(10 < t \leq 20\text{ms})$  leiten die Dioden D2 und D4.



**Bild 4.8** Brückengleichrichterschaltung ohne Glättungskondensator (links) und mit Glättungskondensator (rechts) sowie die Spannungs- und Stromverläufe

Die Schaltung ist durch den Einsatz von 4 Dioden teurer als die Einweggleichrichterschaltung und es vervierfacht sich die Verlustleistung, da an jeder Diode  $p_D(t) \approx 0.7V \cdot i_D(t)$  anfällt. Zudem wird die Ausgangsspannung am Gleichrichter um  $2u_D$  verringert, da jede Halbwelle zwei Dioden passieren muss.

Fügt man einen gleich großen Glättungskondensator wie bei der Einweggleichrichtung hinzu, erhält man eine Gleichspannung mit kleinerer Welligkeit  $\Delta u$ , da der Kondensator nicht mehr den Ausfall einer kompletten Halbwelle überbrücken muss und damit weniger stark entladen wird. Dies führt auch zu einer kleineren Impulsstrombelastung der Dioden.

Während der Entladephase sinkt die Spannung exponentiell mit der Zeitkonstanten  $\tau = R \cdot C$ . Die Spannung am Lastwiderstand R wird daher umso glatter, je größer  $\tau$  ist.

Wie der Einweggleichrichter ist auch der Brückengleichrichter mit Kondensator hochgradig nichtlinear. Die analytische Bestimmung der Restwelligkeit ist daher sehr aufwändig. Um für die Schaltdimensionierung einen Anhaltspunkt zu erhalten lässt sich aus der Praxis folgende grobe Näherungsgleichung ermitteln [3]:

$$\Delta U \approx 6.5 \cdot \frac{\bar{I}_R / \text{mA}}{C / \mu\text{F}} \text{ V} \quad \text{Gl. (4.18)}$$

$\bar{I}_R$  ist der arithmetische Mittelwert des Laststromes  $i_R(t)$ .

## 4.7 Der programmierbare Linearspannungsregler LM317

Wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, bleibt auch bei der Brückengleichrichterschaltung mit Glättungskondensator eine Restwelligkeit  $\Delta u$  bestehen. Um diese weitestgehend zu eliminieren verwendet man sogenannte Linearspannungsregler – kurz: Linearregler. Ein Linearregler ist ein integriertes Bauteil, das im Wesentlichen aus einem Leistungstransistor, einer Referenzspannungsquelle und einem Differenzverstärker besteht.

Linearregler sind als Festspannungsregler, die eine vom Hersteller vorgegebene Ausgangsspannung liefern (z. B. 3.3V, 5V, 12V ...) oder als programmierbare Spannungsregler erhältlich.

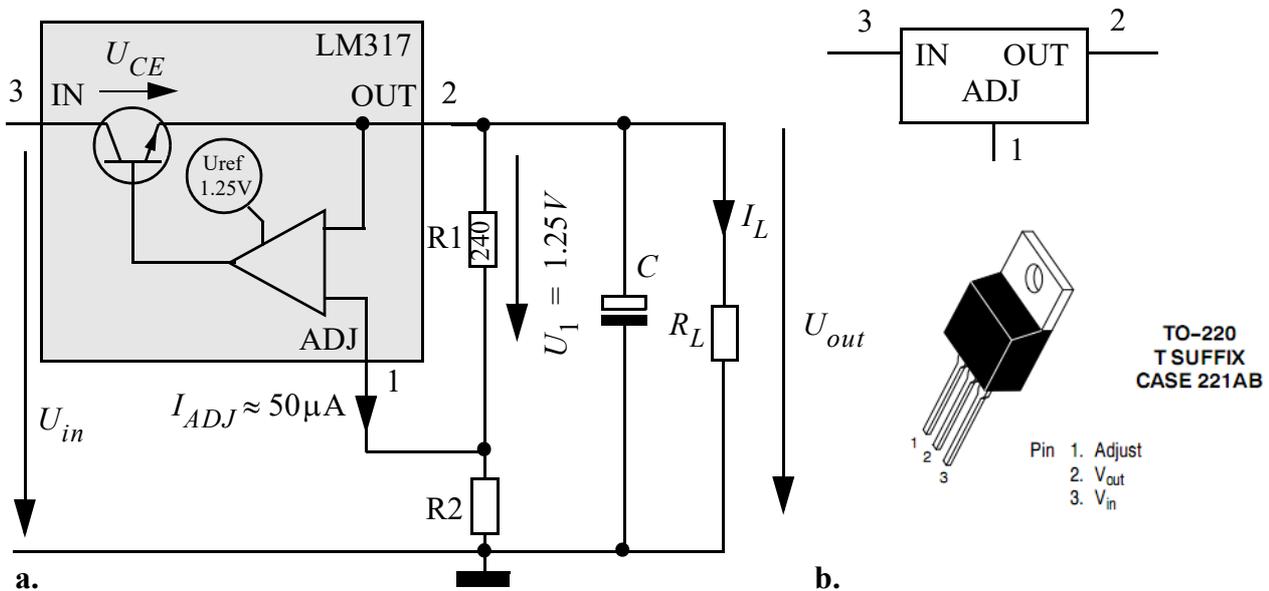
In diesem Versuch kommt der programmierbare Linearregler LM317 zum Einsatz (s. Bild 4.9 auf Seite 14). Die Programmierung erfolgt über die Widerstände R1 und R2, die einen Spannungsteiler bilden. Der Differenzverstärker vergleicht die am Widerstand R1 abfallende Spannung  $U_1$  mit der internen Referenzspannung  $U_{ref}$  und regelt die Basis des Leistungstransistors entsprechend nach. Der Leistungstransistor wird demnach in einem "halbleitenden" Zustand betrieben, so dass über ihm die Spannungsdifferenz  $U_{CE} = U_{in} - U_{out}$  abfällt. Damit die Regelung erfolgen kann muss die Eingangsspannung  $U_{in}$  immer größer als die geforderte Ausgangsspannung  $U_{out}$  sein. Die Differenz beider Spannungen bezeichnet man als *Dropout Voltage*. Aus dem Datenblatt (s. Anhang Seite 34) ist die minimale *Dropout Voltage* über der Regler-Temperatur für unterschiedliche Ausgangsströme angegeben. Für  $U_{in} - U_{out} > 2.5V$  arbeitet der Regler im gesamten Temperatur- und Laststrombereich stabil<sup>2</sup>.

<sup>2</sup>. Neuere Linearregler, die sog. low-drop Regler, arbeiten schon bei einer Spannungsdifferenz von <500mV stabil, während Standardregler typisch ab 2V Spannungsdifferenz zuverlässig arbeiten.

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Aus dem Datenblatt (Anhang A auf Seite 33) entnimmt man folgende Bestimmungsgleichung für die Ausgangsspannung:

$$U_{out} = 1.25V \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) + I_{ADJ}R2 \quad \text{mit } I_{ADJ} \approx 0.05\text{mA (typ.)} \quad \text{Gl. (4.19)}$$



**Bild 4.9** a. Prinzipschaltung Linearreglers LM317, b. Schaltsymbol und Gehäuseform TO-220

Die Regelung über einen Leistungstransistor liefert hochstabile Ausgangsspannungen mit minimaler Welligkeit. Dies erkauft man sich durch Verluste am Leistungstransistor. Da über ihn der gesamte Laststrom  $I_L$  fließt entsteht die Verlustleistung  $P_V$ :

$$P_V = U_{CE} \cdot I_L \approx (U_{in} - U_{out}) \cdot I_L \quad \text{Gl. (4.20)}$$

#### Beispiel:

$$U_{in} = 25V$$

$$U_{out} = 5V$$

$$I_L = 1A$$

$$P_V = (25V - 5V) \cdot 1A = 20W$$

Es entstehen 20W reine Wärmeleistung, die z. B. über einen Kühlkörper oder durch einen Lüfter abgeführt werden müssen.

Um die Welligkeit der Ausgangsspannung weiter zu reduzieren, wird in der Regel ein weiterer Glättungskondensator  $C$  am Ausgang des Reglers angeschlossen. **Um die Leistungsfähigkeit des Reglers besser zu demonstrieren wird jedoch auf diesen Kondensator in den nachfolgenden Versuchen verzichtet.**

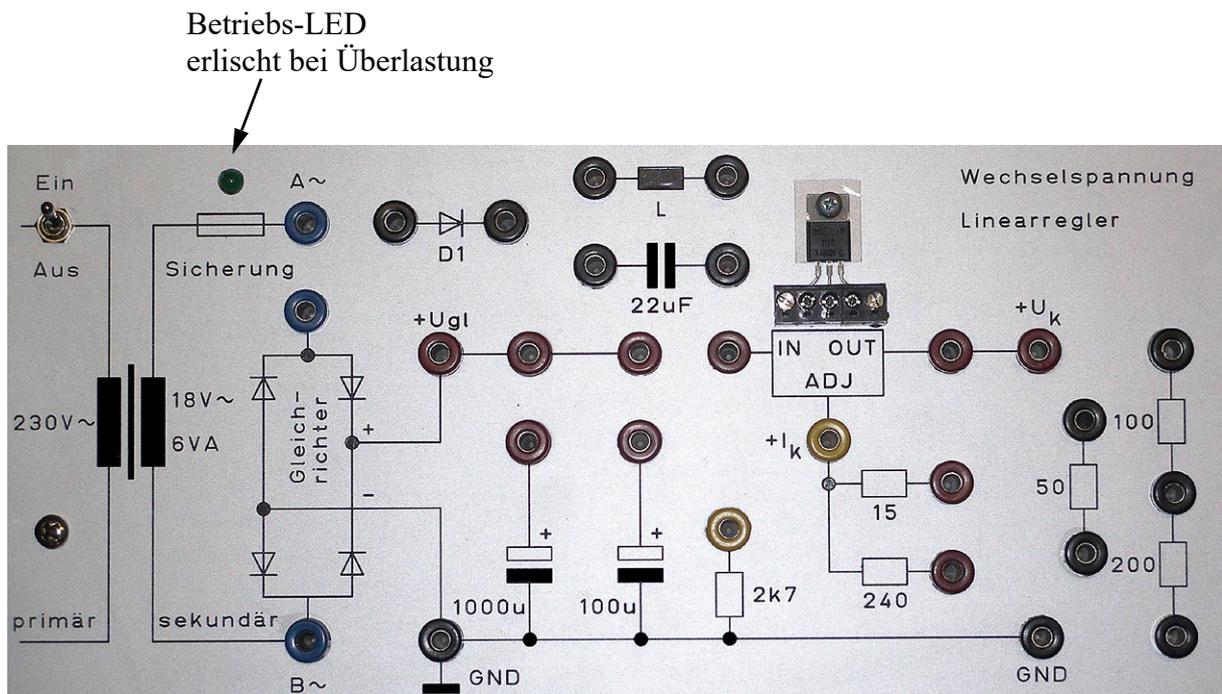


## 5 Versuchsdurchführung

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

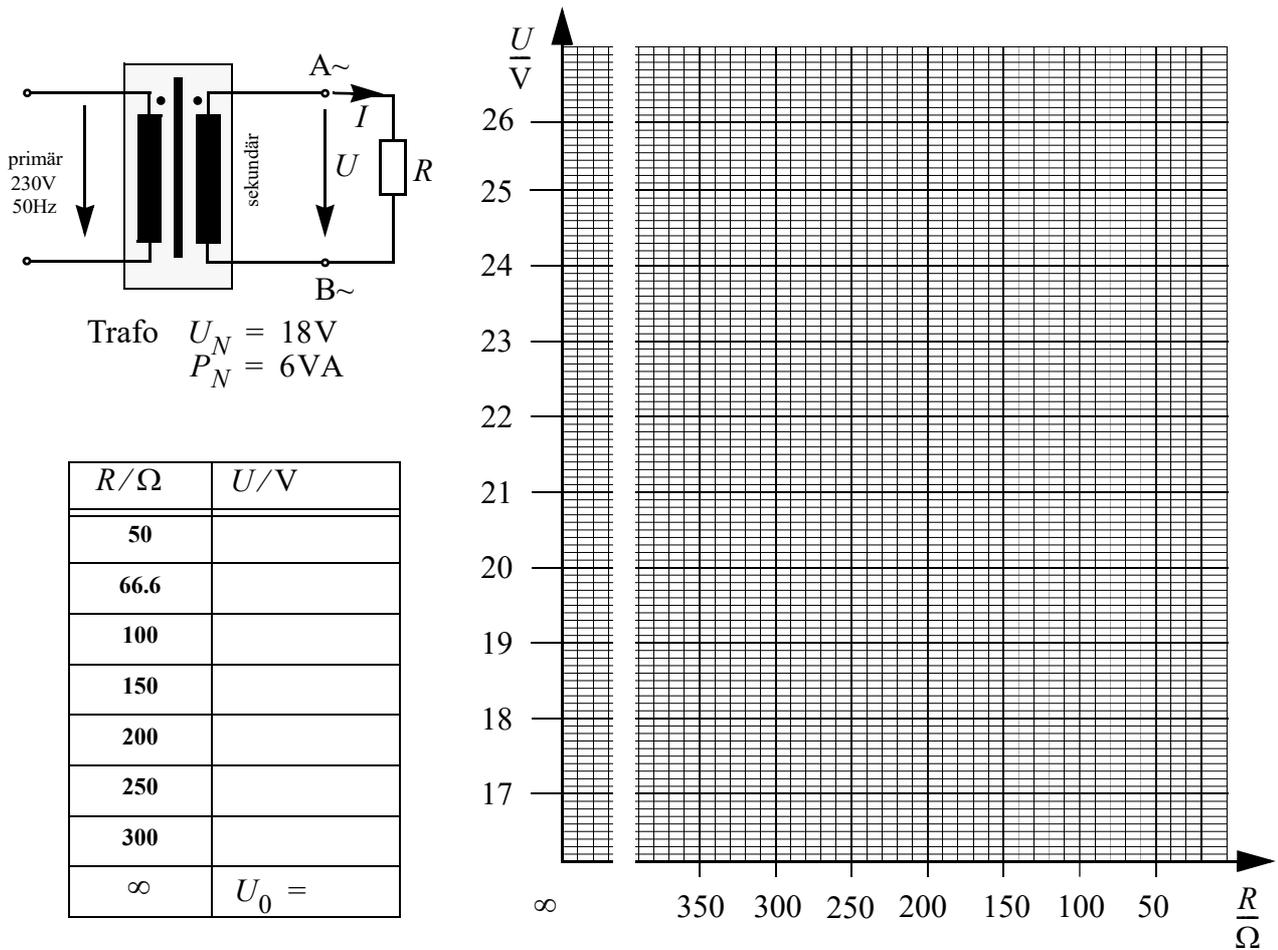
In diesem Aufgabenteil untersuchen Sie das Verhalten des Transformators als Wechselspannungsquelle mit unterschiedlicher Belastung (resistiv, induktiv, kapazitiv).

#### 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  $I_N$ .

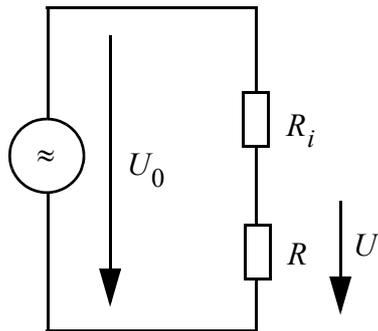
**Lösung:**

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

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

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.

$R/\Omega$	$R_i/\Omega$
50	
66.6	
100	
150	
200	
250	
300	

b.

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

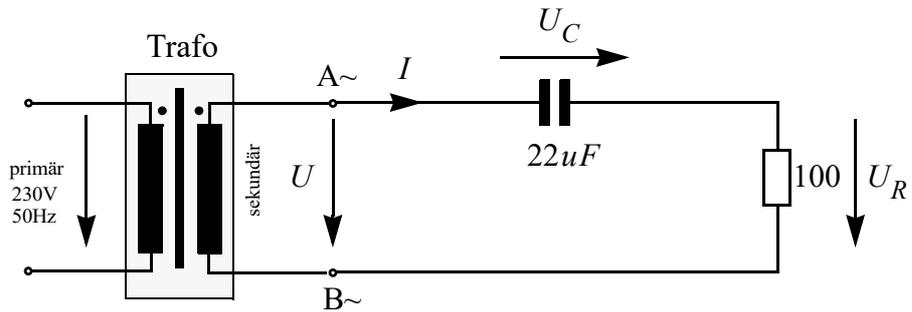


Bild 5.4 C-R Glied

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:**

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

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

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

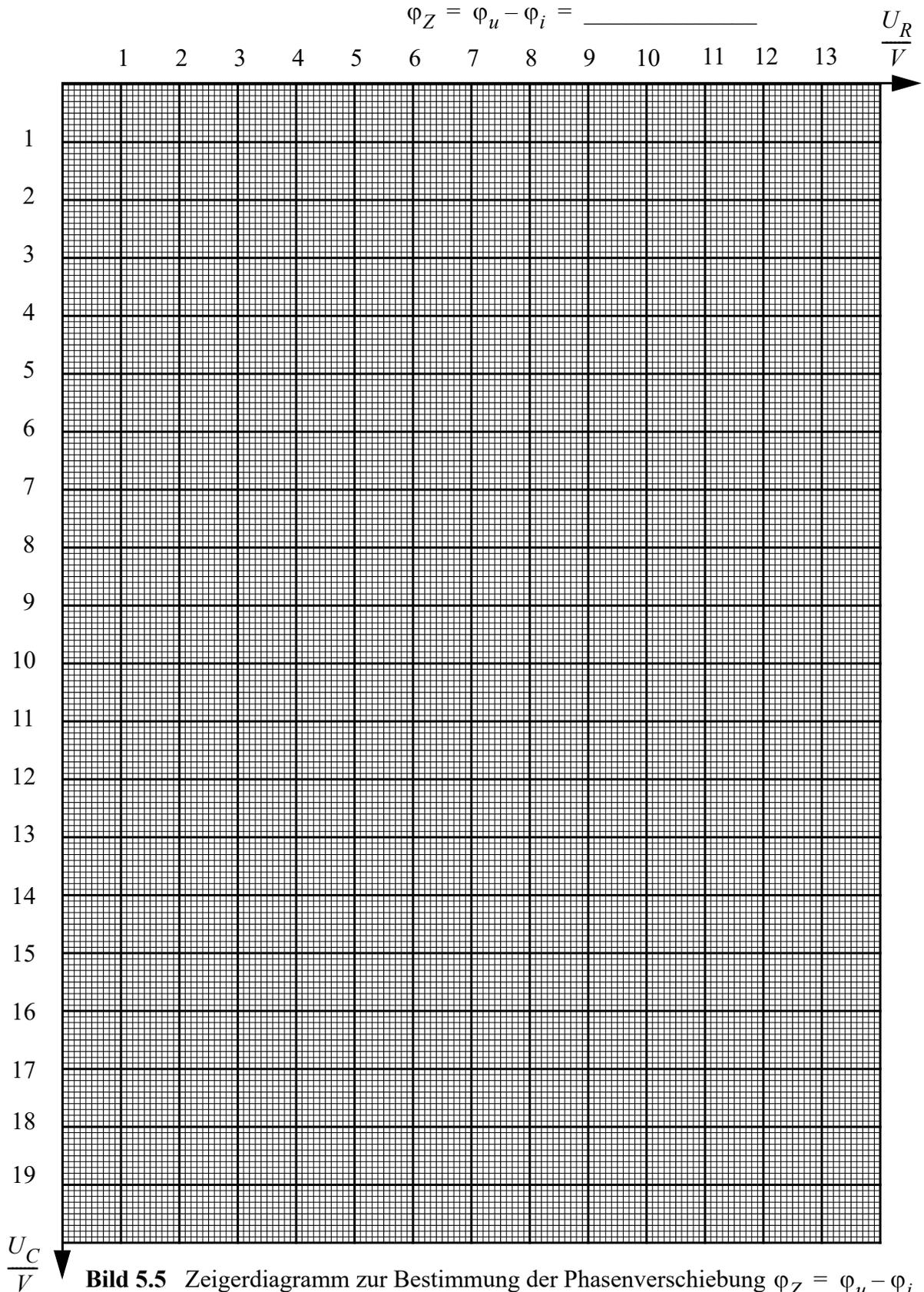
$$Q = \underline{\hspace{2cm}}$$

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.



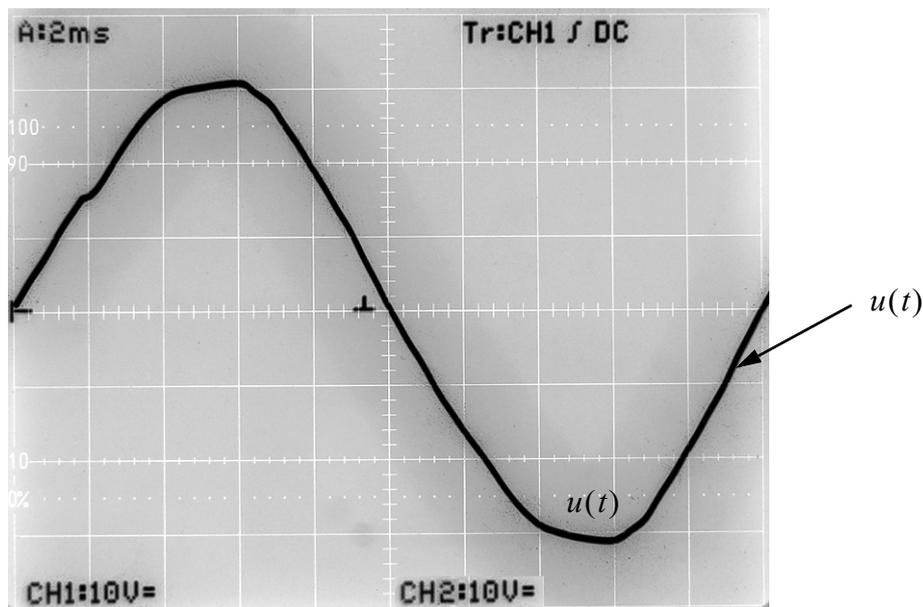
## 5. Kapitel: Versuchsdurchführung

2. Messen Sie nun die Phasenverschiebung  $\varphi_Z = \varphi_u - \varphi_i$  aus, 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  $\Delta t$  der beiden Signale zu bestimmen.

Eine volle Periode ( $360^\circ$ ) 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:  $\Delta t = \underline{\hspace{2cm}}$  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:  $\varphi_Z = \underline{\hspace{2cm}}$       aus Oszilloskopmessung:  $\varphi_Z = \underline{\hspace{2cm}}$

## 5.1.3 Aufgabe 3: Das L-R Glied am Transformator

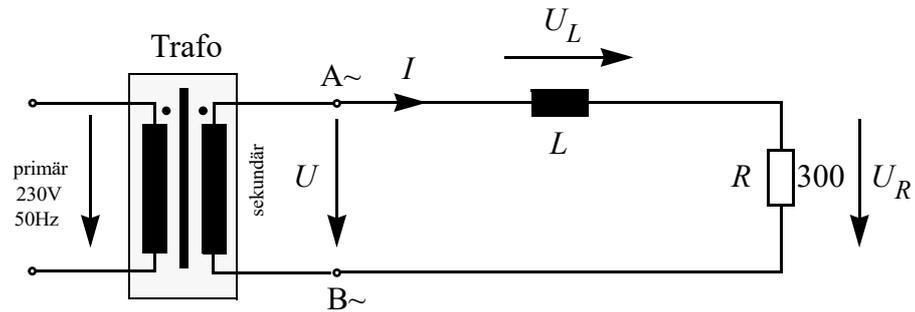


Bild 5.7 L-R Glied

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:**  $Z =$

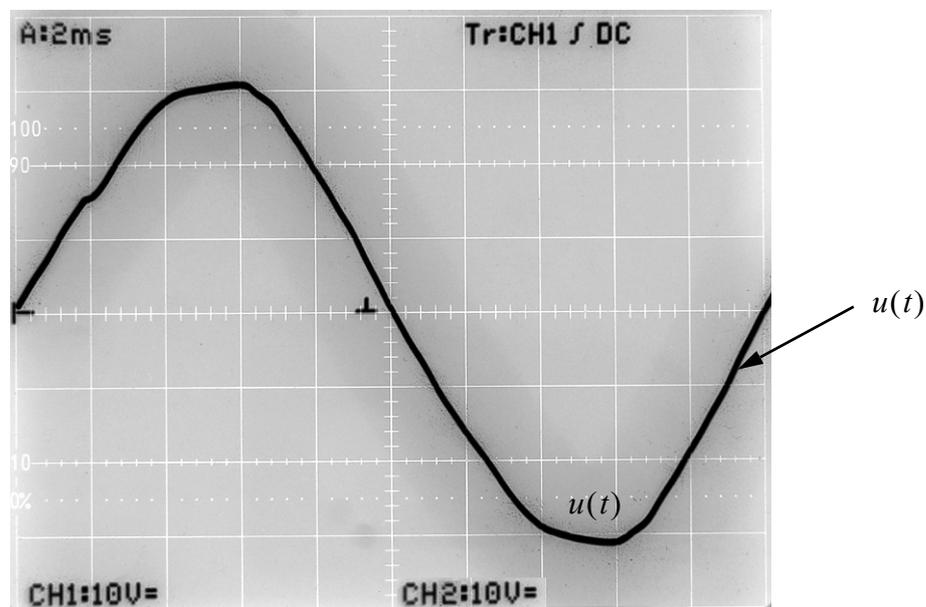
$\varphi_Z =$

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  $\Delta t$  der beiden Signale zu bestimmen.

Eine volle Periode ( $360^\circ$ ) 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

$\varphi_Z =$



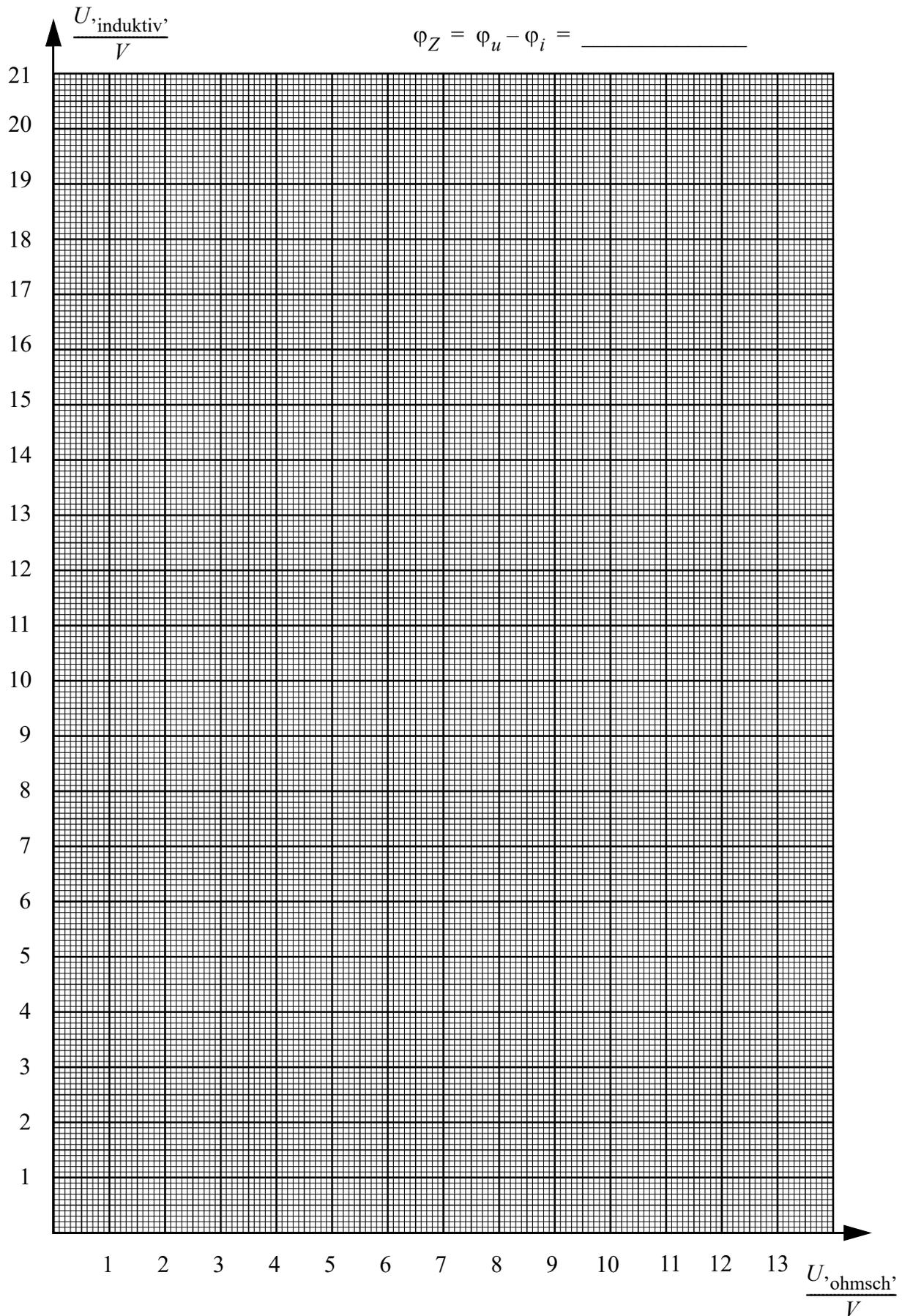
**Bild 5.8** Phasenverschiebung L-R Glied

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

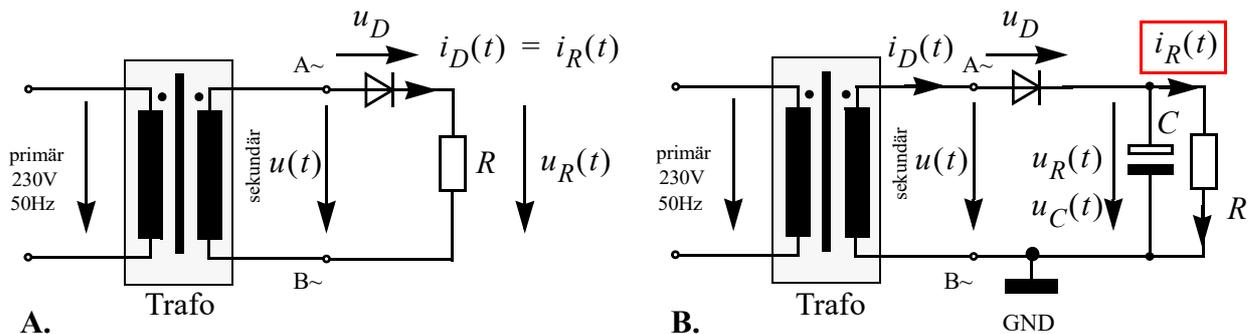


**Bild 5.9** Zeigerdiagramm zur Bestimmung der Phasenverschiebung  $\varphi_Z = \varphi_u - \varphi_i$

## 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  $\Delta u$ .

### 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  $\overline{\hspace{1cm}}$  Bereich.

5. Kapitel: Versuchsdurchführung

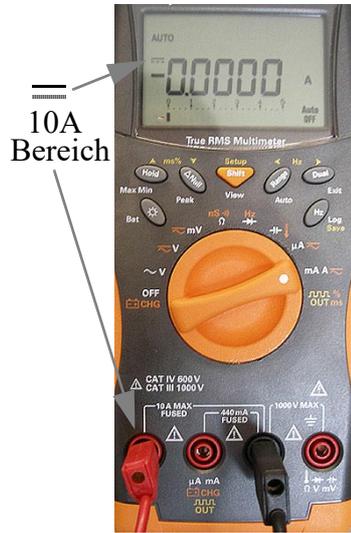


**Hinweis:** Messen Sie  $\bar{I}_R$  zwingend im “+”-Zweig wie in Bild 5.10 B. eingezeichnet, da eine Messung im GND-Zweig durch die geerdeten Oszilloskop-Probes verfälscht wird. Triggern Sie auf  $u(t)$ , da  $u_R(t)$  sehr klein werden kann.

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

**Lösung:**

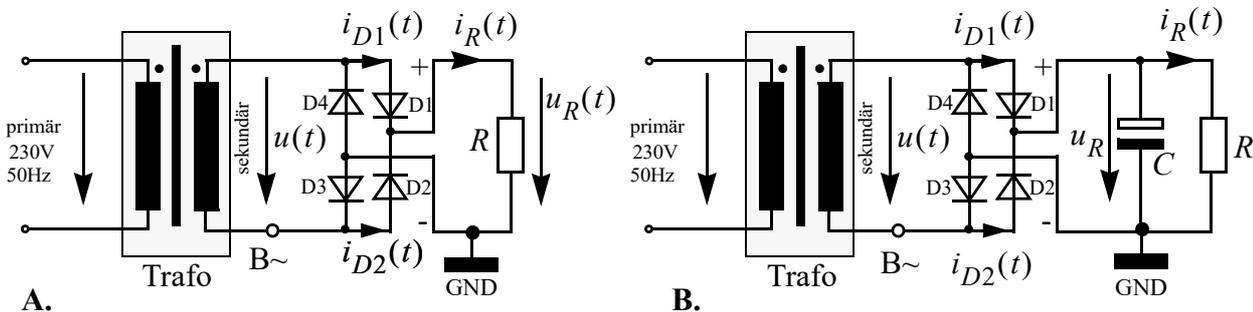
$R/(\Omega)$	$\Delta u/(V)$	$\bar{I}_R/(mA)$	$\bar{U}_R = R \cdot \bar{I}_R$
300			
250			
200			
150			



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.)

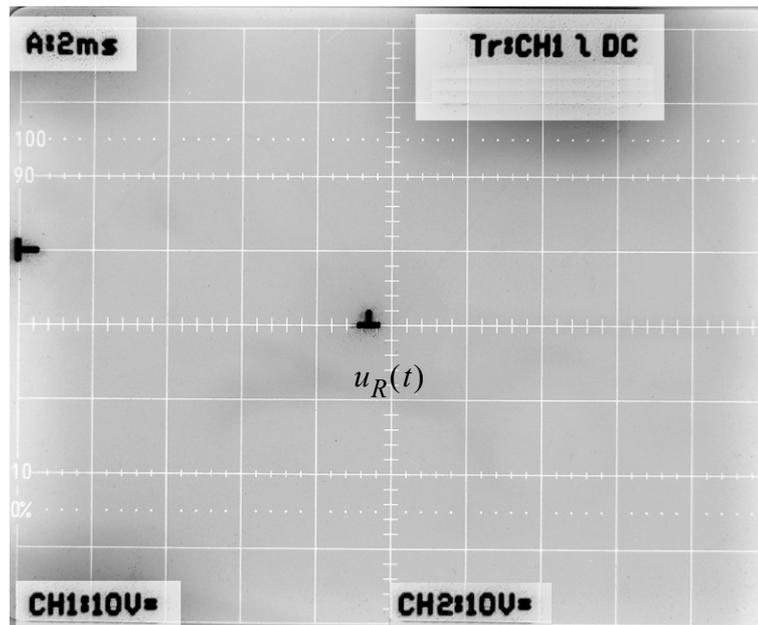
Warum können Sie bei der Brückengleichrichterschaltung nach Bild 5.11 die Spannungen  $u(t)$  und  $u_R(t)$  nicht im 2-Kanalbetrieb zusammen oszilloskopieren?

**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 Triggerrichtung, 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  $\Delta u$  und die Spannung  $\overline{U}_R$ . Mit welcher Frequenz  $f$  schwingt die Restwelligkeit? Vergleichen Sie Ihre Ergebnisse mit denen aus Aufgabe 4.

**Antwort:**

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

$$C = 100\mu F$$

$$\Delta u = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$\overline{U}_R = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$C = 1000\mu F$$

$$\Delta u = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$\overline{U}_R = \underline{\hspace{2cm}}$$

**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 Ausgangsgleichspannung sowie eine Welligkeit von mehreren 100mV. Beides lässt sich durch den Einsatz eines Linearspannungsreglers reduzieren.

5.3.1 Aufgabe 7: Geregelte Spannungsquelle

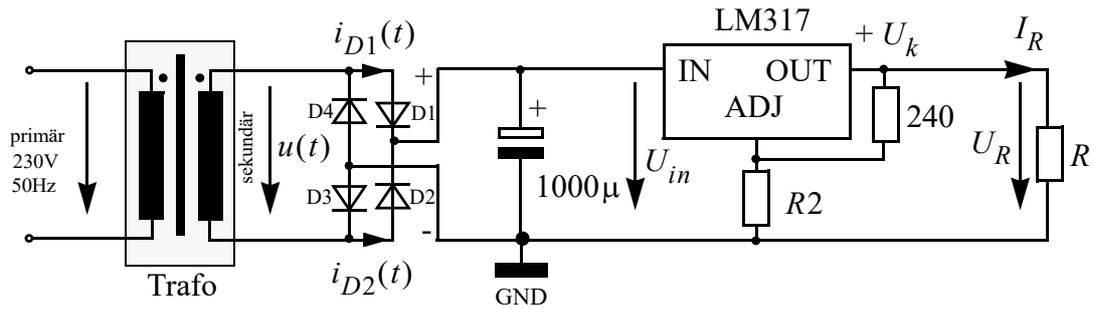


Bild 5.13 Linear geregelte Spannungsquelle

Dimensionieren Sie  $R_2$  so, dass Sie eine Ausgangsspannung  $U_R = 15.45V$  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  $40\Omega$  nur *kurz* (max 30s) während der Messung ein, da sonst die Überlastsicherung anspricht ( $U_R$  fallend).
- Messen die Eingangs-Welligkeit  $\Delta u_{in}$  der Reglereingangsspannung  $U_{in}$  im AC Mode auf CH1 des Oszilloskops und triggern Sie auf CH1
- Messen Sie die Ausgang-Welligkeit  $\Delta u$  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

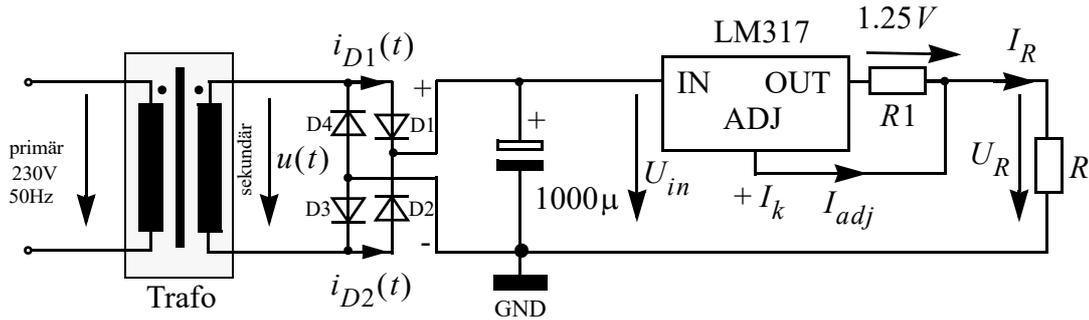


Bild 5.14 Variation einer geregelten Quelle

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

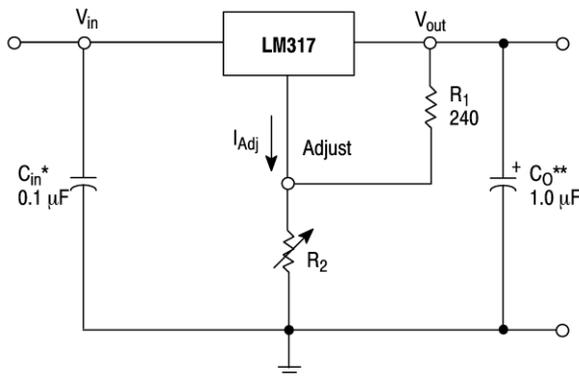
## 1.5 A Adjustable Output, Positive Voltage Regulator

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 D<sup>2</sup>PAK-3, and Standard 3-Lead Transistor Package
- Eliminates Stocking many Fixed Voltages
- Pb-Free Packages are Available



\* C<sub>in</sub> is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.  
 \*\* C<sub>O</sub> is not needed for stability, however, it does improve transient response.

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

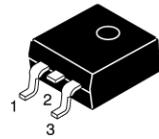
Since I<sub>Adj</sub> is controlled to less than 100 µA, (typ. 50 µA) the error associated with this term is negligible in most applications.

Figure 1. Standard Application



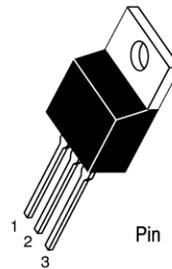
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



D<sup>2</sup>PAK-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<sub>out</sub>  
3. V<sub>in</sub>

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  $\mu$ 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.

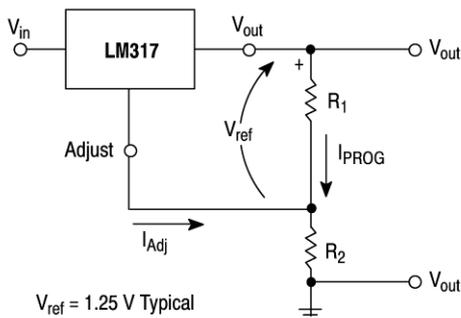


Figure 19. Basic Circuit Configuration

### 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  $\mu$ F disc or 1.0  $\mu$ 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  $\mu$ 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  $\mu$ F tantalum or 25  $\mu$ 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.

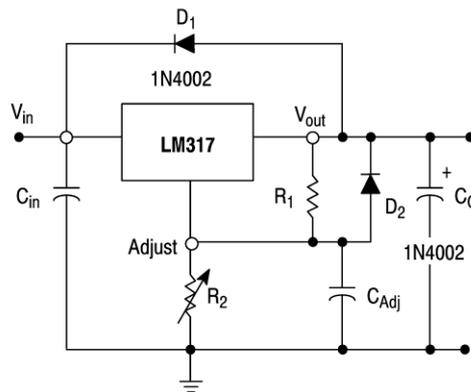


Figure 20. Voltage Regulator with Protection Diodes

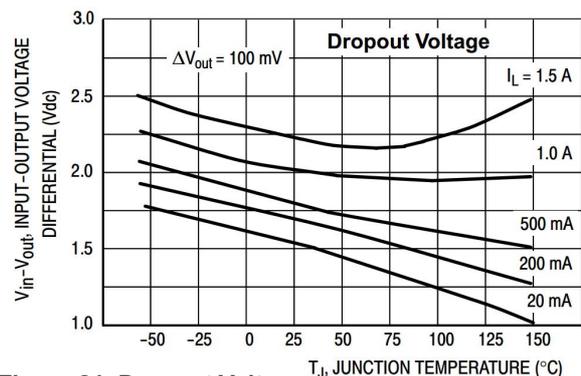


Figure 21. Dropout Voltage

## **Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum**

### **Digitaltechnik**

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

**von**

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

# Inhaltsverzeichnis

<b>2</b>	<b>Literatur</b>	<b>4</b>
<b>3</b>	<b>Geräte</b>	<b>4</b>
<b>4</b>	<b>Allgemeine Grundlagen</b>	<b>5</b>
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 $\lambda$ und $\delta$ 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
<b>5</b>	<b>Versuchsdurchführung</b>	<b>26</b>
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
	<b>Anhang A Datenblätter</b>	<b>43</b>

# 1 Lernziele

Dieser Versuch soll Ihnen einen Einblick in die Modellierung einfacher digitaler Systeme geben. Für einen einfachen Getränkeautomaten werden Sie das Steuerwerk entwerfen und aufbauen.

Nach der Durchführung des Versuches sollen Sie in der Lage sein, Antworten auf folgende Fragen geben zu können:

- Was versteht man unter Systemmodell und Verhaltensmodell?
- Wie werden Verhaltensmodelle klassifiziert?
- Wie ist ein Steuerkreismodell aufgebaut?
- Worin unterscheiden sich das Mealy- und Moore-Automatenmodell?
- Wie gestaltet sich der Schaltwerkentwurf mit speichernden Schaltwerken?
- Was sind Minterme / Maxterme?
- Wie wird die konjunktive/disjunktive Normalform gebildet?
- Wie wird die disjunktive Minimalform mittels KV-Diagramm gebildet?
- Welche Bedingung muss bei der Werteübernahme am Zustandsspeicher erfüllt sein?
- Welches sind die Hauptunterschiede heutiger Logikbausteine?
- Wo liegen die Schaltschwellen  $V_{IH}$  und  $V_{IL}$  bei 5V-TTL und bei 5V-CMOS Logik?
- Wo liegt näherungsweise die Schwellenspannung  $V_T$  bei Standard-Logiktechnologien?
- Wie ist die Signallaufzeit  $t_p$  bei Logikbausteinen definiert?
- Was ist ein Hazard, was ein Hazardfehler?
- Was ist der Unterschied zwischen einem Struktur- und einem Funktionshazard und wie können Sie vermieden werden?

# 2 Literatur

- [1] Umdrucke zur Vorlesung Digitaltechnik, ITIV, KIT
- [2] H. M. Lipp, Becker J. **Grundlagen der Digitaltechnik**, Oldenbourg Verlag
- [3] Klaus Fricke, **Digitaltechnik**, Vieweg Verlag
- [4] Bernhard Lichtberger, **Praktische Digitaltechnik**, Hüthig Verlag
- [5] Siegfried Wendt, **Nichtphysikalische Grundlagen der Informationstechnik**, Springer Verlag
- [6] Jochen Beister, Manuskript: **Schaltungsentwurf und automatisierte Synthese mit einer graphischen Ablaufbeschreibung**, Lehrstuhl für Digitaltechnik der Universität Kaiserslautern.
- [7] Texas Instruments, Logic Selection Guide 2009 (sdyu001z.pdf)

# 3 Geräte

- 1 PC mit digitaler I/O Karte
- 1 Speicheroszilloskop
- 1 Digitalbox mit diversen schwarz-roten Verbindungskabeln

## 4 Allgemeine Grundlagen

### 4.1 System und Systemmodell

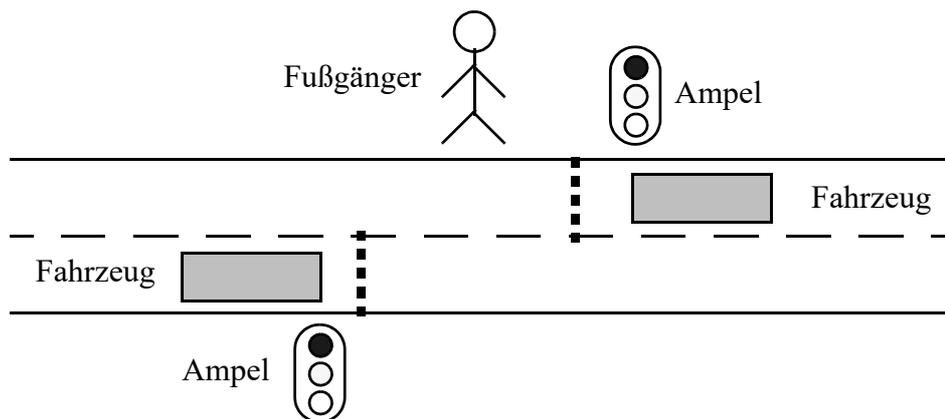
#### 4.1.1 System

Das periodische **System** der Elemente, ein **Betriebssystem** für einen Computer oder das **Wahlssystem** eines Landes sind umgangssprachliche Bezeichnungen, bei denen der Begriff "System" verwendet wird. Jedes dieser Systeme lässt sich entweder zur Klasse der statischen oder der dynamischen Systeme zuordnen. Bei den hier behandelten digitalen Systemen handelt es sich um dynamische Systeme mit folgender Eigenschaft:

*Ein dynamisches System ist ein konkretes oder zumindest konkret vorstellbares Gebilde, welches ein beobachtbares Verhalten zeigt. Dieses Verhalten entsteht durch das Zusammenwirken der einzelnen Systemkomponenten [5].*

**Beispiel:** Das dynamische System einer Bedarfsampel für Fußgänger.

Die Systemkomponenten sind: Ampel, Fußgänger, Fahrzeuge.



**Bild 4.1** Dynamisches System: Fußgängerüberweg mit Ampel

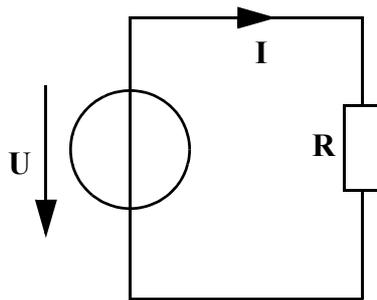
Der Fußgänger kann durch Drücken des Ampelknopfes eine Grünphase für sich anfordern.

#### 4.1.2 Systemmodell

*Ein Systemmodell dient dazu, das Zusammenwirken der einzelnen Systembestandteile für den beabsichtigten Zweck hinreichend genau zu beschreiben, so dass daraus Vorhersagen über das Systemverhalten getroffen werden können.*

**Beispiel:** Elektrischer Gleichstromkreis mit Widerstand.

Die Systemkomponenten sind: Spannungsquelle und Widerstand. Gesucht ist ein Modell, welches die Möglichkeit bietet, bei gegebener Spannung  $U$  den Strom  $I$  vorherzusagen, der durch den technischen Widerstand  $R$  fließt (s. Bild 4.2).



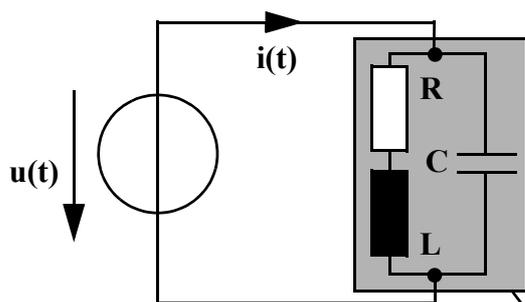
Das ideale Bauteil ist ausreichend als Modell für das reale Bauteil.

$$I = \frac{U}{R}$$

**Bild 4.2** Systemmodell des Gleichstromkreises

Im Falle des Gleichstromkreises wird die Modellierung des technischen Widerstandes durch einen idealen Ohmschen Widerstand  $R$  stets zu einer hinreichenden Genauigkeit der Vorhersage-Ergebnisse führen.

Dies ist nicht mehr der Fall, wenn die Gleichspannungsquelle durch eine hochfrequente Wechselspannungsquelle ersetzt wird. Die parasitären Eigenschaften (Zuleitungsinduktivität  $L$  und Anschlusskapazität  $C$ ) des technischen Widerstandes müssen im Systemmodell berücksichtigt werden, um eine hinreichende Vorhersagegenauigkeit zu erhalten.



Die Kombination von drei idealen Bauteilen ergibt das Modell des realen Bauteils.

$$L \frac{\partial}{\partial t} i(t) + R i(t) = LC \frac{\partial^2}{\partial t^2} u(t) + RC \frac{\partial}{\partial t} u(t) + u(t)$$

technischer Widerstand

**Bild 4.3** Systemmodell des hochfrequenten Wechselstromkreises

## 4.2 Verhaltensmodelle

*Ein Systemmodell wird als Verhaltensmodell bezeichnet, wenn es keine Aussagen über den Aufbau des Systems enthält [5].*

### 4.2.1 Grundbegriffe der Verhaltensmodellierung

Ein Verhaltensmodell beschreibt funktionale Zusammenhänge zwischen den Werteverläufen der beobachteten Variablen. Direkt beobachtbare Variablen sind die sog. Schnittstellenvariablen:

- **unabhängige Schnittstellenvariable  $\mathbf{X}(t_1) = (x_1, x_2, \dots, x_n, t_1)$ :**  
Es können beliebige Werte der unabhängigen Schnittstellenvariablen  $x_1, x_2, \dots, x_n$  vom Beobachter zu einem beliebigen Zeitpunkt  $t_1$  vorgegeben werden.

#### 4. Kapitel: Allgemeine Grundlagen

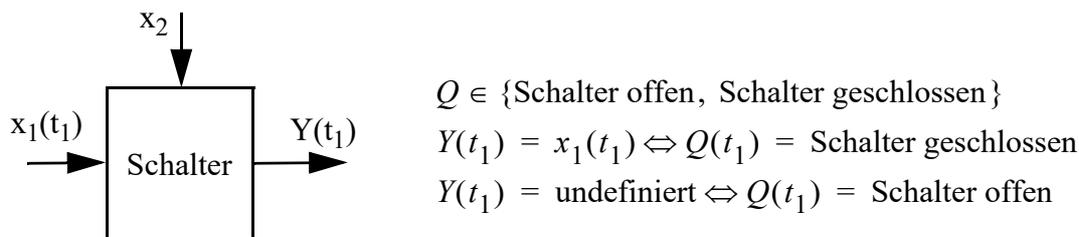
- **abhängige Schnittstellenvariable  $Y(t_1)=(y_1, y_2, \dots, y_m, t_1)$ :**  
Abhängige Schnittstellenvariable werden vom System erzeugt und können nicht beliebig vorgegeben werden.

Der Zustand eines Systems ist in der Regel nur indirekt beobachtbar:

- **Zustand  $Q(t_1)=(q_1, q_2, \dots, q_r, t_1)$ :**  
Der Zustand oder genauer der Gedächtniszustand beinhaltet sämtliche Informationen des Systems, ohne das Wissen über die unabhängige Schnittstellenvariable X.

#### Beispiel: Verhaltensmodell eines Schalters

In Bild 4.4 ist das Verhaltensmodell eines Schalters dargestellt. Der Schalter besitzt die beiden Zustände  $Q = \text{“offen”}$  und  $Q = \text{“geschlossen”}$ . Im offenen Zustand besteht keine Verbindung zwischen der unabhängigen Schnittstellenvariable  $x_1$  und der abhängigen Schnittstellenvariable  $Y$ . Im geschlossenen Zustand soll eine Verbindung zwischen  $x_1$  und  $Y$  bestehen. Über den Steuereingang  $x_2$  kann der Schalter aktiviert oder deaktiviert werden, d. h. der Schalterzustand  $Q$  wird geändert. Das Verhaltensmodell macht keinerlei Aussagen über den Aufbau des Systems. Es könnte sich z. B. um einen einfachen Lichtschalter für elektrischen Strom handeln. Die Zustandsänderung würde durch den Schalthebel erfolgen.



**Bild 4.4** Verhaltensmodell eines Schalters

Wird das Verhaltensmodell als Modell für einen Fototransistor verwendet, so erfolgt die Steuerung durch einen Lichtstrahl. Es könnte sich auch um ein Fahrradventil handeln, das die Luftzufuhr zwischen der Umgebungsluft und der Luft im Schlauchinnenraum “schaltet”.

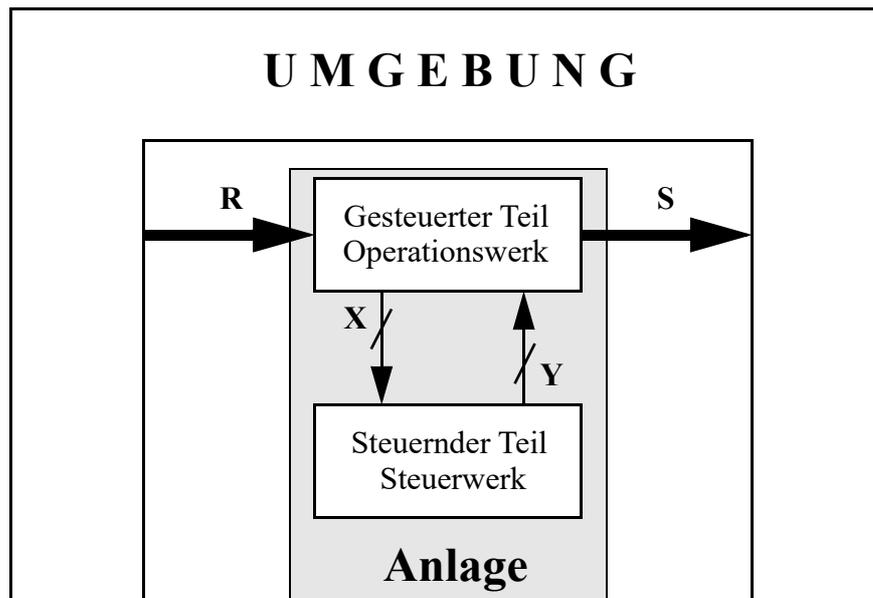
#### 4.2.2 Klassifizierung von Verhaltensmodellen

Verhaltensmodelle lassen sich in vier große Klassen einteilen. Man unterscheidet dabei eine Diskretisierung der Schnittstellenvariablen und des Zustandes im Wertebereich und im Zeitbereich:

1. *Analoge Modelle:*  
Sowohl der Wertebereich als auch der Zeitbereich sind kontinuierlich.
2. *Zeitdiskrete Modelle:*  
Es findet eine Abtastung im Zeitbereich statt. Der Wertebereich ist kontinuierlich.
3. *Wertdiskrete Modelle:*  
Es findet eine Quantisierung des Wertebereichs statt. Der Zeitbereich ist kontinuierlich.
4. *Digitales Modell:*  
Sowohl der Wertebereich als auch der Zeitbereich wird diskretisiert, d. h. es findet eine Abtastung und Quantisierung statt (Analog-Digital-Wandlung).

### 4.2.3 Das Steuerkreismodell

Bei einem Steuerkreismodell (s. Bild 4.5) wird die Systemmodellierung in ein Operationswerk und ein Steuerwerk aufgeteilt. Das Operationswerk ist der gesteuerte Teil der Anlage und stellt die Verbindung zur Umgebung über die Prozessschnittstellen R und S her. Über diese Prozessschnittstellen kann ein Personen-, Material-, Energie- oder Informationsfluss erfolgen, d. h. es kann sowohl ein diskreter (Personen) als auch ein kontinuierlicher (Energie) Fluss stattfinden. Das Operationswerk kann somit je nach Anwendung einer der vier Verhaltensmodell-Klassen, die in Abschnitt 4.2.2 vorgestellt wurden, angehören.

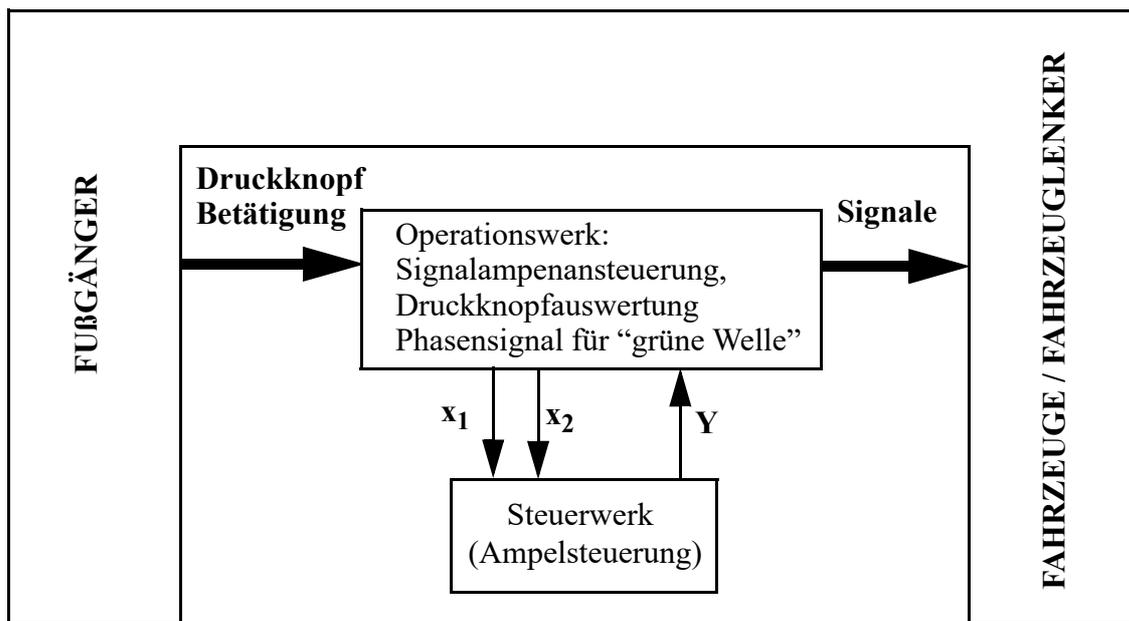


**Bild 4.5** Das Steuerkreismodell

Die Steuerung und Koordination des Operationswerkes erfolgt durch das Steuerwerk. Im Gegensatz zu den Schnittstellen R und S des Operationswerkes sind die Schnittstellen X und Y des Steuerwerkes von digitaler Natur, d. h. es findet ein reiner Informationsfluss statt. Über die Schnittstelle X liefert das Operationswerk Entscheidungs- oder Beobachtungsinformationen an das Steuerwerk. Steuer- und Beeinflussungsinformationen werden über Y an das Operationswerk geleitet.

#### **Beispiel aus [6]:** Bedarfsampel für Fußgänger

Betrachtet wird die Bedarfsampel für Fußgänger aus Bild 4.1 auf Seite 4. Das zugehörige Steuerkreismodell ist in Bild 4.6 auf Seite 8 dargestellt. Durch Drücken eines Knopfes können Fußgänger eine Grünphase anfordern ( $x_1$ ). Die Grünphasen der Fußgänger unterliegen jedoch einem "grüne Welle" Zeitraster der Autos: Ein periodisches, externes Phasensignal zeigt mit  $x_2$  eine potentielle Grünphase oder eine Rotphase für Fußgänger an. Sicherheitshalber sollen Fußgänger keine angeschnittenen potentiellen Grünphasen erhalten. Die erteilte Grünphase für die Fußgänger wird über Y dem Operationswerk mitgeteilt.



$x_1$ : Fußgänger fordert Grünphase an  
 $x_2$ : potentielle Grünphase möglich

$Y$ : Grünphase erteilt

**Bild 4.6** Steuerkreismodell der Bedarfsampel für Fußgänger

#### 4.2.4 Modellierung von Steuerwerken durch Automatenmodelle

Die Modellierung des Steuerwerkes kann durch zwei verschiedene Automatenmodelle erfolgen. Diese sind:

1. MEALY-Automat (durchschaltendes Schaltwerk)
2. MOORE-Automat (speicherndes Schaltwerk)

Bei beiden Modellen handelt es sich um **digitale Verhaltensmodelle**, deren Verhalten durch die **Zustandsübergangsfunktion**  $\delta$  und die **Ausgabefunktion**  $\lambda$  eindeutig beschrieben wird. Die Zeitdiskretisierung führt zu folgender Schreibweise mit der diskreten Zeitvariablen  $n$ :

Vergangenheit	Gegenwart	Zukunft
$Q^{n-1}$ : vergangener Zustand	$Q^n$ : aktueller Zustand	$Q^{n+1}$ : Folgezustand
$X^{n-1}$ : vergangene Eingabe	$X^n$ : aktuelle Eingabe	$X^{n+1}$ : nächste Eingabe
$Y^{n-1}$ : vergangene Ausgabe	$Y^n$ : aktuelle Ausgabe	$Y^{n+1}$ : zukünftige Ausgabe

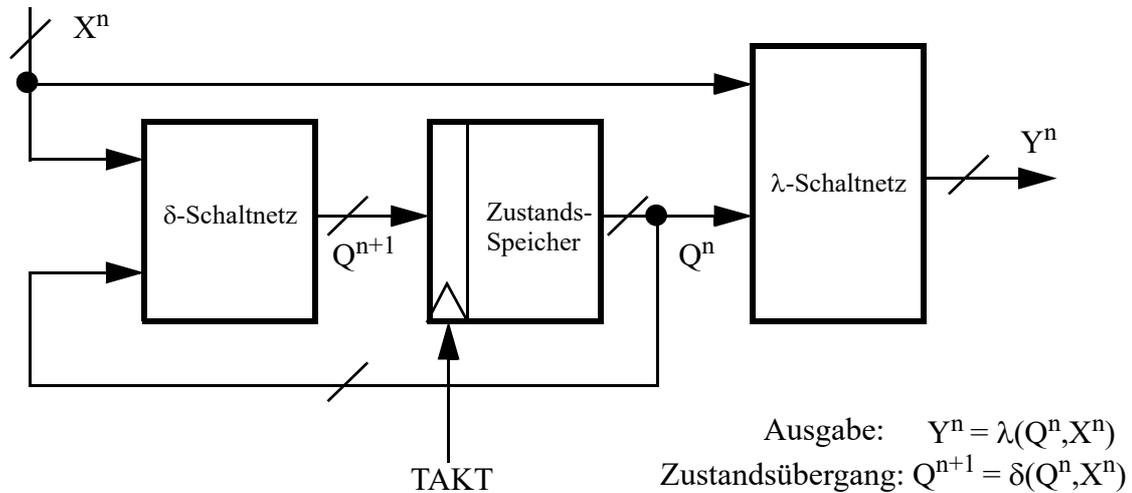
**Tabelle 4.1** Zeitdiskrete Schreibweise der Systemvariablen

##### 4.2.4.1 MEALY-Automat (durchschaltendes Schaltwerk)

Der Aufbau und das Schaltverhalten des durchschaltenden Schaltwerkes ist in Bild 4.7 dargestellt. Wie man erkennen kann, wird der Folgezustand  $Q^{n+1}$  direkt aus dem aktuellen Zustand  $Q^n$  und der aktuellen Eingabe  $X^n$  gewonnen, wobei der aktuelle Zustand  $Q^n$  in einer getakteten Rückkopplungs-

### 4.3 Entwurfsschritte beim Steuerwerkentwurf durch speichernde Schaltwerke

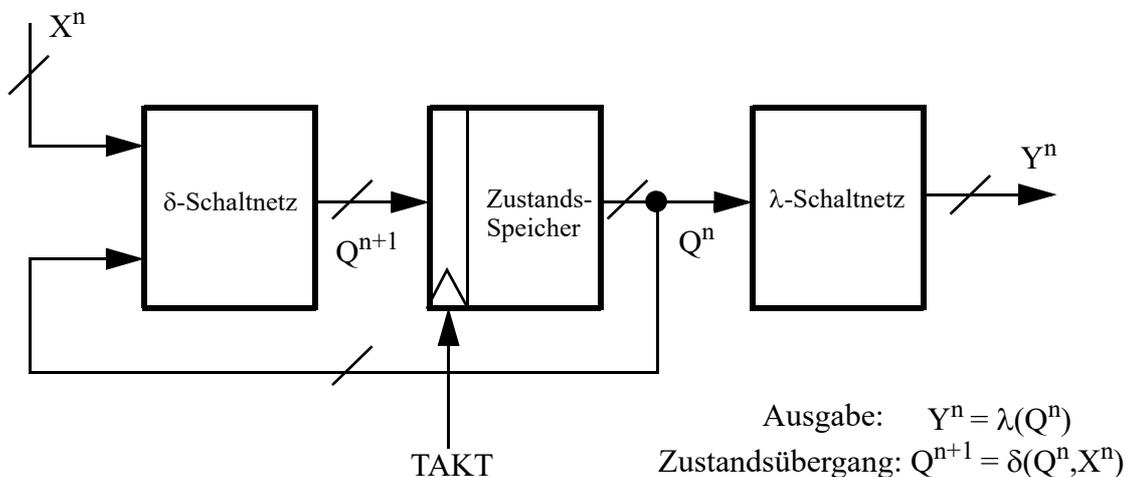
komponente, dem Zustandsspeicher, gespeichert wird. Weiterhin wirkt sich eine Änderung der Eingangsvariablen  $X^n$  unmittelbar auf den Ausgang  $Y^n$  aus, da  $X^n$  direkt auf die Ausgabefunktion  $\lambda$  einwirkt und damit eine **“durchschaltende”** Wirkung erzielt.



**Bild 4.7** Prinzipieller Aufbau und Schaltverhalten des MEALY-Automaten

#### 4.2.4.2 MOORE-Automat (speicherndes Schaltwerk)

Im Unterschied zum MEALY-Automat ist die Ausgabe  $Y^n$  des MOORE-Automaten nur abhängig vom aktuellen Zustand  $Q^n$ . Somit erfolgt die Ausgabe synchron zum Takt des Zustandsspeichers.



**Bild 4.8** Prinzipieller Aufbau und Schaltverhalten des MOORE-Automaten

### 4.3 Entwurfsschritte beim Steuerwerkentwurf durch speichernde Schaltwerke

Der Entwurf von digitalen Steuerwerken kann durch speichernde (MOORE) oder durchschaltende (MEALY) Schaltwerke erfolgen. Nach der Modellbildung und der Definition der SchnittstellenvARIABLEN erfolgt der **Schaltwerksentwurf durch speichernde Schaltwerke** in folgenden Schritten:

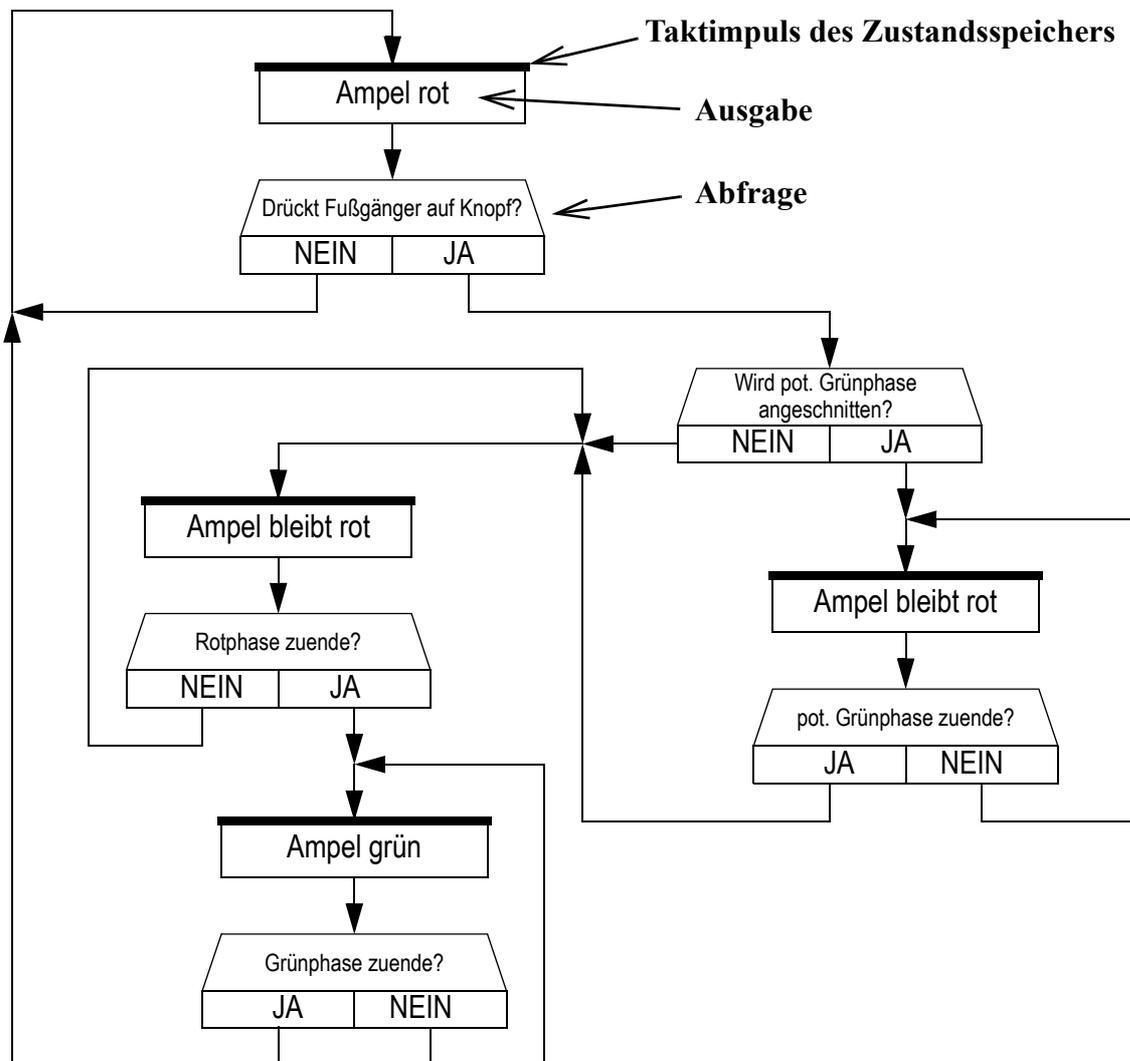
## 4. Kapitel: Allgemeine Grundlagen

1. Erstellen des Ablaufdiagrammes (Abschnitt 4.3.1).
2. Kodierung der Zustände und der Schnittstellenvariablen (Abschnitt 4.3.2).
3. Erstellen von Automatentabelle (Abschnitt 4.3.3) und Automatengraphen (Abschnitt 4.3.4).
4. Entwurf der Schaltnetze für die Zustandsübergangsfunktion und für die Ausgabefunktion mit Hilfe der Schaltalgebra (Abschnitt 4.3.6).
5. Erstellen des kompletten Schaltbildes des Schaltwerkes.

### 4.3.1 Erstellen des Ablaufdiagrammes

Im Ablaufdiagramm werden die einzelnen Vorgänge des Steuerkreises zuerst verbal beschrieben. Die einzelnen Elemente des Ablaufdiagrammes sind **Abfragen** und **Ausgaben**. Nach der Kodierung der Zustände und der Schnittstellenvariablen (s. Abschnitt 4.3.2) kann das verbale Ablaufdiagramm in ein kodiertes Ablaufdiagramm überführt werden. Die "dicken" schwarzen Linien oberhalb der **Ausgabe** repräsentieren den Taktimpuls des Zustandsspeichers.

**Beispiel:** Verbales Ablaufdiagramm der Bedarfsampel für Fußgänger



**Bild 4.9** Verbales Ablaufdiagramm der Bedarfsampel für Fußgänger

### 4.3.2 Kodierung der Zustände und der Schnittstellenvariablen

Wie in Abschnitt 4.2.3 auf Seite 7 erläutert, sind die Schnittstellenvariablen des Steuerwerkes rein *digitaler* Natur, d. h. sie können den logischen Wert "0" oder "1" annehmen. Die Bedeutung des Wertes "0" oder "1" muss daher zuvor für jede Schnittstellenvariable definiert werden.

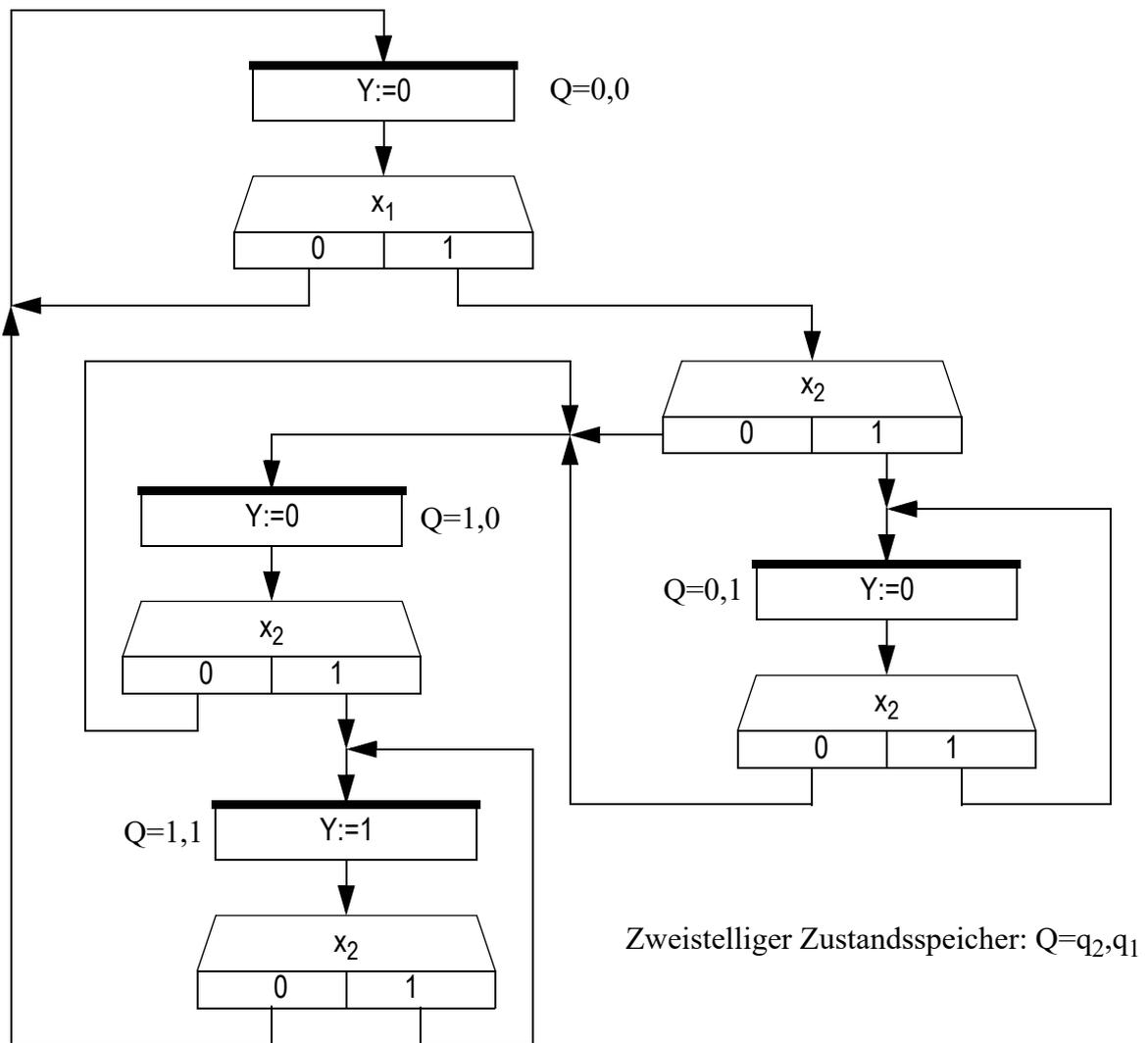
**Beispiel:**

Kodierung der Schnittstellenvariablen  $x_1$ ,  $x_2$  und  $Y$  des Steuerwerkes der Fußgängerampel.

$$x_1 = \begin{cases} 1 & \text{Knopf wurde gedrückt} \\ 0 & \text{Knopf wurde noch nicht gedrückt} \end{cases} \quad x_2 = \begin{cases} 1 & \text{Eine potentielle Grünphase läuft} \\ 0 & \text{Eine Rotphase für Fußgänger läuft} \end{cases}$$

$$Y = \begin{cases} 1 & \text{Fußgängerampel grün schalten} \\ 0 & \text{Fußgängerampel rot schalten} \end{cases}$$

Die Zustandskodierung  $Q$  erfolgt in der Form, dass die Taktimpulse ("dicke schwarze Linien") binär durchgezählt werden. Die Anzahl der Binärstellen repräsentiert so die Breite des Zustandsvektors und damit die Anzahl der benötigten digitalen Zustandsspeicher. Man erhält somit folgendes kodiertes Ablaufdiagramm:



**Bild 4.10** Kodiertes Ablaufdiagramm der Bedarfsampel für Fußgänger

### 4.3.3 Erstellen der Automatentabelle

Die Automatentabelle kann direkt aus dem kodierten Ablaufdiagramm ermittelt werden. Es wird dabei das kartesische Produkt aus der Eingabevariablen  $X$  und dem Zustand  $Q$  gebildet und als zweidimensionale Matrix dargestellt. Für den MOORE-Automaten hat die Automatentabelle folgende Gestalt:

Zustände $Q^n$	Eingabe $X^n=(x_2,x_1)$				Ausgabe $Y^n$
	0,0	0,1	1,0	1,1	
0	$Q^{n+1} =$	$Q^{n+1} =$	$Q^{n+1} =$	$Q^{n+1} =$	0
1	$Q^{n+1} =$	$Q^{n+1} =$	$Q^{n+1} =$	$Q^{n+1} =$	1

Tabelle 4.2 MOORE-Automatentabelle

In der linken Spalte werden die Zustände aufgelistet. Die Ausgabe  $Y^n = \lambda(Q^n)$  ist nur abhängig vom Zustand und wird in der rechten Spalte eingetragen. Innerhalb der Tabelle stehen die Folgezustände, die bei der entsprechenden Eingabe  $X^n$  bei bestehendem Zustand  $Q^n$  erreicht werden. **Zu beachten ist, dass nicht immer alle Eingaben für einen Zustandswechsel relevant sind. Dies ist für die nachfolgende Schaltnetzminimierung des  $\delta$  und  $\lambda$  Schaltnetze wichtig.** Für die Bedarfsampel ergibt sich somit folgende Automatentabelle:

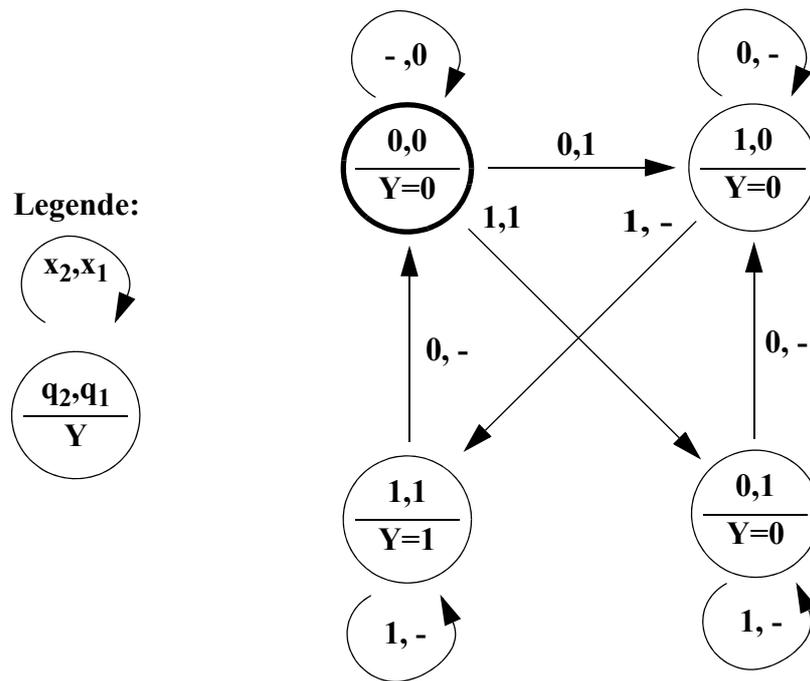
Zustände $Q^n=(q_2,q_1)$	Eingabe $X^n=(x_2,x_1)$				Ausgabe $Y^n$
	0,0	0,1	1,0	1,1	
0,0	0,0	1,0	0,0	0,1	0
0,1	1,0	1,0	0,1	0,1	0
1,0	1,0	1,0	1,1	1,1	0
1,1	0,0	0,0	1,1	1,1	1

Tabelle 4.3 MOORE-Automatentabelle der Bedarfsampel für Fußgänger

### 4.3.4 Erstellen des Automatengraphen

Der Vorteil des Automatengraphen gegenüber der Automatentabelle ist der, dass sich in ihm direkt die relevanten Eingabevariablen eines Zustandsüberganges erkennen lassen. Die nicht relevanten Belegungen werden durch einen waagerechten Strich (-) gekennzeichnet. Die einzelnen Zustände mit ihren Ausgaben werden im Graphen durch Pfeile verbunden, welche mit der entsprechende Eingabe beschriftet sind, die zum Zustandswechsel in Pfeilrichtung führen. Innerhalb des Zustandskreises steht oberhalb der horizontalen Linie die Zustandsnummer  $(q_2,q_1)$  und unterhalb die zugehörige Ausgabe  $Y$ .

**Beispiel:** Automatengraph zur Automatentabelle der Bedarfsampel für Fußgänger.



**Bild 4.11** Automatengraph

### 4.3.5 Schaltalgebra

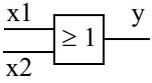
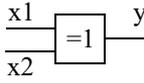
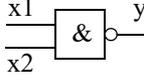
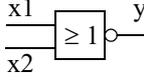
Mit der Schaltalgebra steht ein Formalismus zur Verfügung, um die digitalen Schaltnetze der Zustandsübergangsfunktion  $\delta$  und der Ausgabefunktion  $\lambda$  zu entwerfen.

#### 4.3.5.1 Schaltfunktionen

Binäre Schaltfunktionen zeichnen sich dadurch aus, dass sie ein Eingangstupel  $X = (x_n, \dots, x_2, x_1)$  mit  $x_i \in \{0, 1\}$  durch einen funktionellen Zusammenhang auf einen binären Ausgangswert  $y \in \{0, 1\}$  abbilden. Die wichtigsten Schaltfunktionen für ein- und zweistellige Eingangsvariablen sind in Tabelle 4.4 dargestellt:

Bezeichnung	Schaltsymbol	Wahrheitstabelle	Schaltfunktion															
Komplement, Negation, (NICHT)		<table border="1"> <thead> <tr> <th>x</th> <th>y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	x	y	0	1	1	0	$y = \bar{x}$									
x	y																	
0	1																	
1	0																	
Konjunktion (UND)		<table border="1"> <thead> <tr> <th>x<sub>1</sub></th> <th>x<sub>2</sub></th> <th>y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	x <sub>1</sub>	x <sub>2</sub>	y	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	$y = a \cdot b$ oder auch $y = a \wedge b$
x <sub>1</sub>	x <sub>2</sub>	y																
0	0	0																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	1																

**Tabelle 4.4** Binäre Schaltfunktionen mit einem oder zwei Eingängen.

Bezeichnung	Schaltsymbol	Wahrheitstabelle	Schaltfunktion															
Disjunktion (ODER)		<table border="1"> <thead> <tr> <th>x<sub>1</sub></th> <th>x<sub>2</sub></th> <th>y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	x <sub>1</sub>	x <sub>2</sub>	y	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	$y = a \vee b$
x <sub>1</sub>	x <sub>2</sub>	y																
0	0	0																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	1																
Antivalenz (exclusives ODER)		<table border="1"> <thead> <tr> <th>x<sub>1</sub></th> <th>x<sub>2</sub></th> <th>y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	x <sub>1</sub>	x <sub>2</sub>	y	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	$y = a \oplus b$
x <sub>1</sub>	x <sub>2</sub>	y																
0	0	0																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	0																
NAND (nicht UND)		<table border="1"> <thead> <tr> <th>x<sub>1</sub></th> <th>x<sub>2</sub></th> <th>y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	x <sub>1</sub>	x <sub>2</sub>	y	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	$y = \overline{a \cdot b}$ oder auch $y = \overline{a \wedge b}$
x <sub>1</sub>	x <sub>2</sub>	y																
0	0	1																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	0																
NOR (nicht ODER)		<table border="1"> <thead> <tr> <th>x<sub>1</sub></th> <th>x<sub>2</sub></th> <th>y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	x <sub>1</sub>	x <sub>2</sub>	y	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	$y = \overline{a \vee b}$
x <sub>1</sub>	x <sub>2</sub>	y																
0	0	1																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	0																

**Tabelle 4.4** Binäre Schaltfunktionen mit einem oder zwei Eingängen.

#### 4.3.5.2 Konjunktive und disjunktive Normalform

Jede beliebige, binäre Schaltfunktion lässt sich durch eine logische Verknüpfung der Funktionen UND, ODER und NICHT realisieren. Für die Realisierung stehen die folgenden zwei, äquivalenten, systematischen Verfahren zur Auswahl:

1. Bildung der disjunktiven Normalform
2. Bildung der konjunktiven Normalform

In Tabelle 4.5 auf Seite 15 ist als Beispiel die Wahrheitstabelle einer beliebigen Logikfunktion mit drei Eingangsvariablen gegeben. Zur Bildung der disjunktiven Normalform bestimmt man zuerst die **Minterme** der Funktion für jeden Eingangsvektor  $X=(x_3, x_2, x_1)$ , für den  $y=1$  wird. Den Minterm erhält man aus der Konjunktion der drei Eingangsvariablen bzw. ihrer Negation so, dass die Konjunktion den Wert 1 liefert. In der rechten Spalte von Tabelle 4.5 sind die entsprechenden Minterme angegeben. Die disjunktive Normalform der Logikfunktion erhält man aus der Disjunktion der Minterme:

$$\begin{aligned}
 y(x_3, x_2, x_1) = & (\overline{x_1} \wedge \overline{x_2} \wedge \overline{x_3}) \vee (\overline{x_1} \wedge \overline{x_2} \wedge x_3) \vee (x_1 \wedge \overline{x_2} \wedge \overline{x_3}) \\
 & \vee (x_1 \wedge \overline{x_2} \wedge x_3) \vee (x_1 \wedge x_2 \wedge \overline{x_3}) \vee (x_1 \wedge x_2 \wedge x_3)
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

### 4.3 Entwurfsschritte beim Steuerwerkentwurf durch speichernde Schaltwerke

$x_1$	$x_2$	$x_3$	$y$
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

Minterm
$\bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge \bar{x}_3$
$\bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge x_3$
$x_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge \bar{x}_3$
$x_1 \wedge \bar{x}_2 \wedge x_3$
$x_1 \wedge x_2 \wedge \bar{x}_3$
$x_1 \wedge x_2 \wedge x_3$

**Tabelle 4.5** Wahrheitstabelle einer Logikfunktion mit drei Eingängen und ihre Minterme

Äquivalent verläuft die Bildung der konjunktiven Normalform, die man aus der Konjunktion der **Maxterme** gewinnt. Maxterme erfüllen die Bedingung  $y(x_3, x_2, x_1) = 0$ . Man erhält sie aus der Disjunktion der drei Eingangsvariablen so, dass die Disjunktion den Wert 0 liefert.

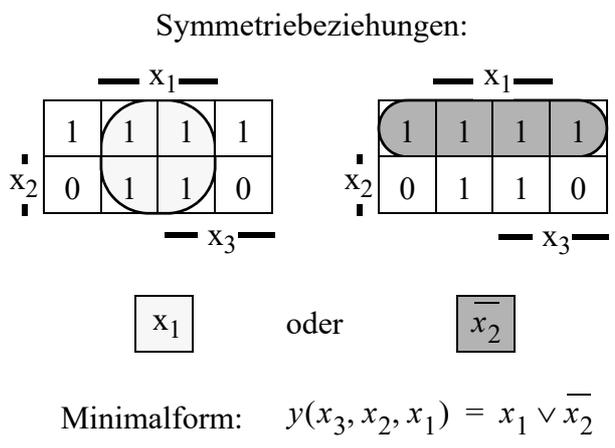
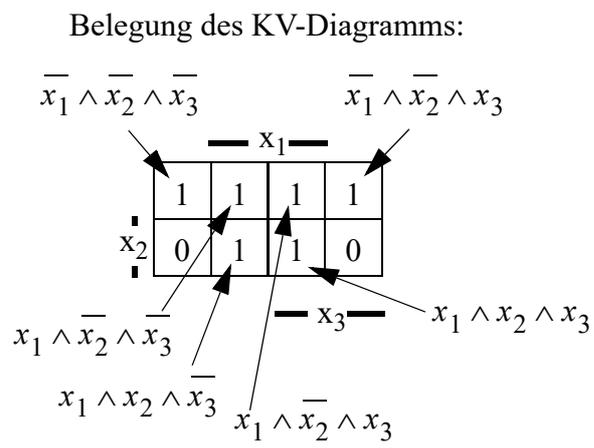
**Alle weiteren, hier betrachteten Entwurfsschritte basieren auf der disjunktiven Normalform.**

#### 4.3.5.3 Schaltnetzminimierung mit KV-Diagramm

Mit der disjunktiven Normalform besitzt man einen funktionalen Zusammenhang zwischen den binären Eingangsvariablen  $x_i$  und dem Ausgang  $y$ . Leider ist diese Funktion hinsichtlich der Anzahl der zu verwendenden Logikverknüpfungen in der Regel nicht optimal. Eine graphische Methode zur Schaltnetzminimierung ist das Karnaugh-Veit-Diagramm (KV-Diagramm), welches sich für die Minimierung kleiner Schaltnetze eignet. Im KV-Diagramm wird die Mintermbelegung der Logiktablette eingetragen. Eine charakteristische Belegung der Wahrheitstabelle spiegelt sich in symmetrischen Blöcken im KV-Diagramm wieder. Ziel ist es, die Disjunktion aller Einsblöcke zu bilden, um einen minimierten Schaltausdruck zu bekommen.

**Beispiel:**

KV-Diagramm der Logikfunktion aus Tabelle 4.5.

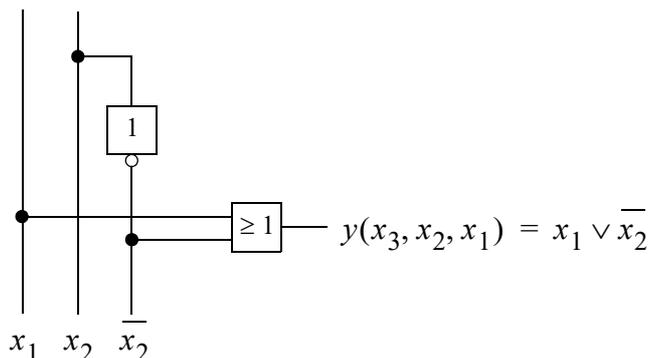


#### 4. Kapitel: Allgemeine Grundlagen

Die aus den Symmetriebeziehungen gewonnene minimale Schaltfunktion  $y(x_3, x_2, x_1) = x_1 \vee \overline{x_2}$  ist vollkommen identisch zu Gl. (4.1) auf Seite 14. Die Realisierung mit Schaltnetzen ist jedoch bei der minimierten Schaltfunktion mit erheblich geringerem Aufwand verbunden.

##### 4.3.5.4 Entwurf von Schaltnetzen

Die minimierte Schaltfunktion kann direkt mit Hilfe von UND-, ODER- und INVERTER-Schaltgliedern in einem Schaltnetz entworfen werden. Für das Beispiel aus Tabelle 4.5 ergibt sich nachfolgendes Schaltnetz:



**Bild 4.12** Schaltnetz zu Schaltfunktion aus Tabelle 4.5

##### 4.3.6 Entwurf des $\lambda$ und $\delta$ Schaltnetzes

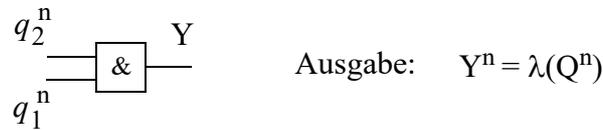
Der Schaltnetzentwurf für die Zustandsübergangsfunktion  $\delta$  und die Ausgabefunktion  $\lambda$  erfolgt wie in den vorangegangenen Kapiteln erläutert. Die Wahrheitstabellen für die binäre Ausgabe  $Y$  und für die binären Folgezustandsvariablen  $q_1^{n+1}$  und  $q_2^{n+1}$  lassen sich aus dem kodierten Ablaufdiagramm oder dem Automatengraphen ablesen. Da der Folgezustand vom aktuellen Zustand und von der aktuellen Eingabe abhängt, ergeben sich Schaltfunktionen mit vier Eingangsvariablen. Die Ausgabe  $Y$  hingegen hängt nur vom aktuellen Zustand ab und ist somit eine Schaltfunktion mit zwei Eingangsvariablen. Die entsprechenden Wahrheitstabellen der Bedarfsampel für Fußgänger sind nachfolgend dargestellt:

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

$q_2^n$	$q_1^n$	$Y$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

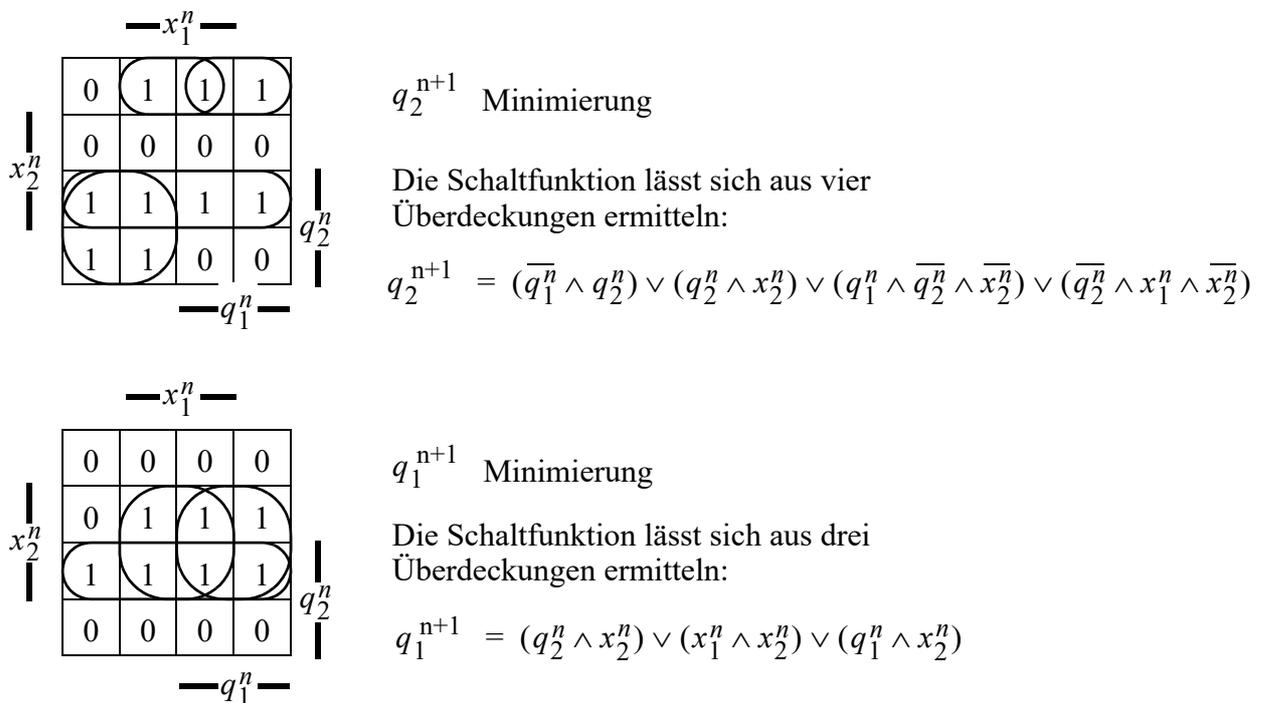
**Tabelle 4.6** Wahrheitstabelle für Zustandsübergangsfunktion  $\delta$  (links) und die Ausgabefunktion  $\lambda$  (rechts)

Das Ausgabeschaltnetz gestaltet sich sehr einfach als logische UND-Verknüpfung der beiden binären Zustandsvariablen  $q_2^n$  und  $q_1^n$ .



**Bild 4.13** Ausgabeschaltnetz

Zur Ermittlung der minimalen Zustandsübergangsfunktionen werden zwei KV-Diagramme für  $q_1^{n+1}$  und  $q_2^{n+1}$  aufgestellt:

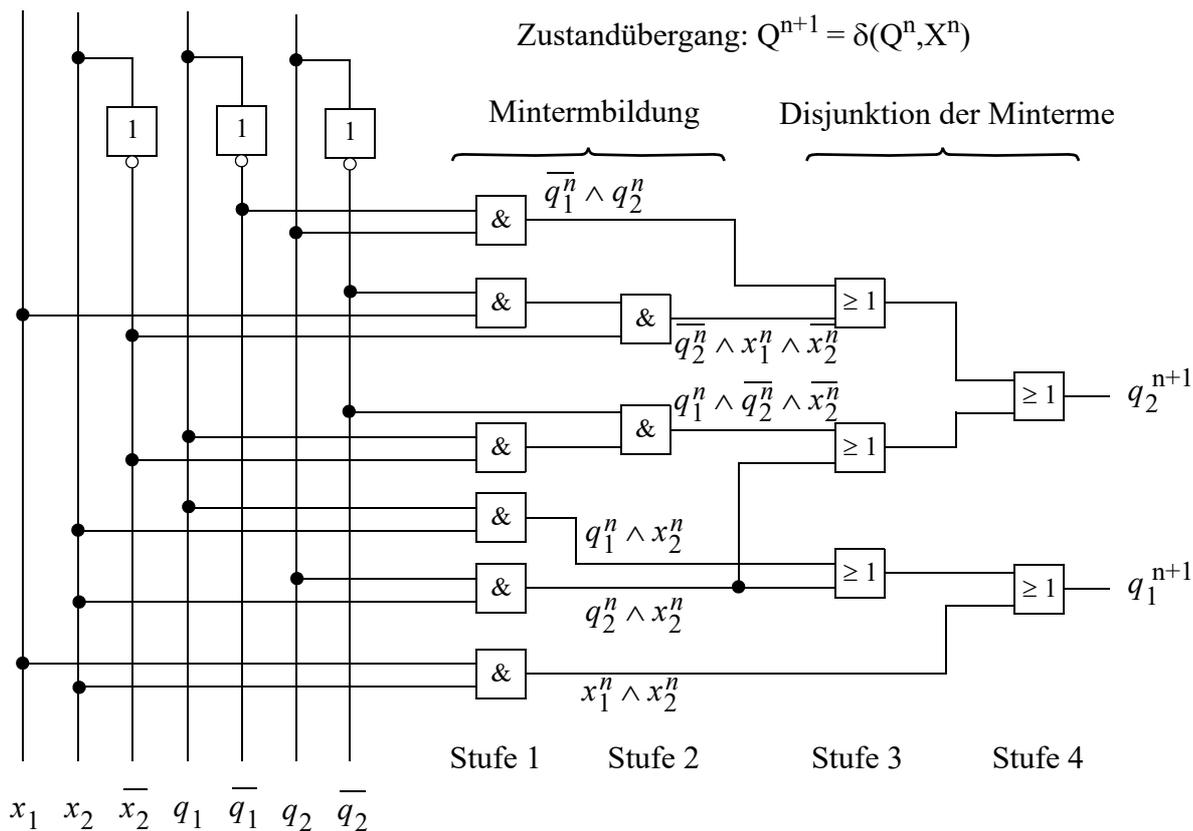


**Bild 4.14** KV-Diagramme für die binären Folgezustandsvariablen  $q_2^{n+1}$  und  $q_1^{n+1}$

Somit ergibt sich das Schaltnetz der Zustandsübergangsfunktion  $\delta$  wie in Bild 4.15 dargestellt. Die letzte noch fehlende Komponente des Steuerwerkautomaten aus Bild 4.7 auf Seite 9 ist der Zustandsspeicher.

## 4.4 Zustandsspeicher

Der Zustandsspeicher besitzt einen Eingang und einen Ausgang. Zu fest definierten Zeitpunkten, die in der Regel durch ein Taktsignal vorgegeben werden, übernimmt der Ausgang des Zustandsspeichers den Wert am Eingang. **Während der Werteübernahme darf sich der Eingangswert nicht verändern.** Nach der Werteübernahme kann der Eingang sich wieder verändern, der Ausgang behält jedoch seinen Wert bei, bis zum nächsten Taktsignal. Die hier verwendeten binären Zustandsspeicher sind D-Flip-Flops (s. Anhang A.4 auf Seite 48).



**Bild 4.15** Schaltnetz der Zustandsübergangsfunktion  $\delta$

## 4.5 Logikbausteine

Digitale Logikbausteine werden heute in den unterschiedlichsten Technologien angeboten, deren Hauptunterschiede nachfolgend aufgelistet sind:

- Höhe der zulässigen Versorgungsspannung
- Lage der Schaltschwellen
- Maximale Schaltgeschwindigkeit
- Leistungsaufnahme

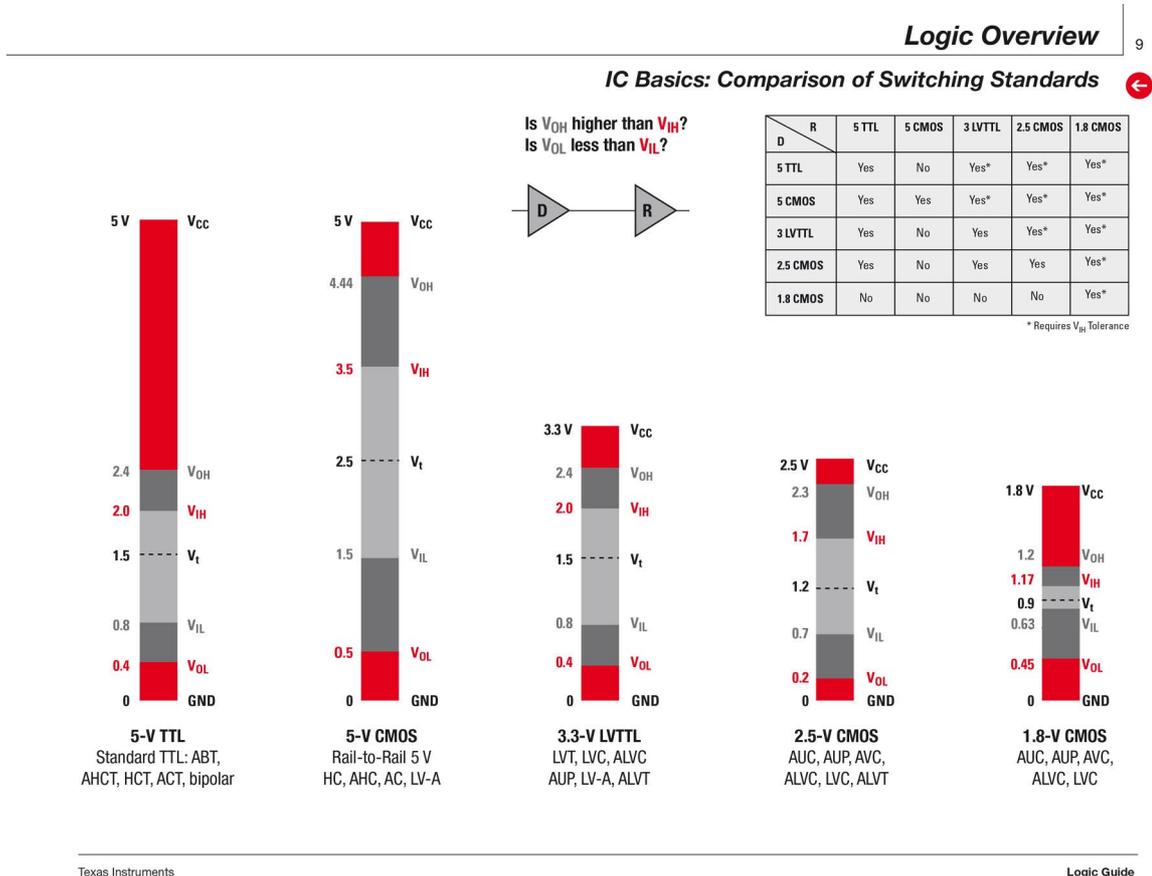
Bei all diesen Bausteinen interessiert man sich nur dafür, ob ein Spannungswert größer als ein vorgegebener Wert  $U_H$  bzw. kleiner als ein ebenfalls vorgegebenen Wert  $U_L < U_H$  ist. Ist die Spannung größer als  $U_H$ , so spricht man vom Zustand “**H**igh”; ist die Spannung kleiner als  $U_L$ , so ist dies der Zustand “**L**ow”. Die Zuordnung der Zustände H und L zu entsprechenden logischen Zuständen 0 und 1 erfolgt bei positiver/negativer Logik wie folgt:

$$\left. \begin{array}{l} U_H \Leftrightarrow \text{logisch } 1 \\ U_L \Leftrightarrow \text{logisch } 0 \end{array} \right\} \text{ für positive Logik} \qquad \left. \begin{array}{l} U_H \Leftrightarrow \text{logisch } 0 \\ U_L \Leftrightarrow \text{logisch } 1 \end{array} \right\} \text{ für negative Logik}$$

**Bei allen weitergehenden Betrachtungen wird von positiver Logik ausgegangen.**

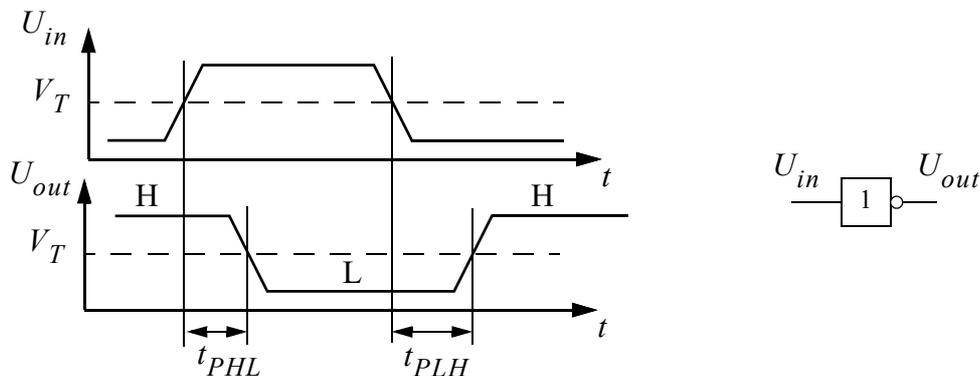
### 4.5.1 Schaltschwellen und Signallaufzeiten der verschiedenen Technologien

In Bild 4.16 sind die Versorgungsspannungen ( $V_{CC}$ ), die Schwellenspannungen ( $V_T$ ) und die zugehörigen Schaltschwellen ( $V_{IH}$  und  $V_{IL}$ ) für die unterschiedlichsten Technologien dargestellt. Die klassischen 5V TTL und CMOS Technologien werden zunehmend von den stromsparenden 3.3V und 2.5V Low-Voltage Technologien verdrängt.



**Bild 4.16** Schaltschwellen der verschiedenen Logikserien (aus [7]).

Logikbausteine sind intern aus Transistoren aufgebaut, die für einen Umschaltvorgang eine gewisse Zeit benötigen. Je nach verwendeter Technologie (z. B. Bipolar oder CMOS) dauern diese Umschaltvorgänge unterschiedlich lange und bestimmen somit die maximale Schaltgeschwindigkeit eines Logikbausteines. Üblicherweise wird in Datenblättern die sog. Signallaufzeit (propagation delay)  $t_p$  angegeben, die sich auf die Schwellenspannung (threshold voltage)  $V_T \approx 0.5 \cdot V_{CC}$  bezieht.



**Bild 4.17** Definition der Signallaufzeiten am Schaltverhalten eines Inverters

## 4.6 Laufzeitbedingtes Fehlverhalten logischer Verknüpfungen (Hazardfehler)

In Bild 4.15 auf Seite 18 ist ein vierstufiges Schaltnetz dargestellt. Wie man erkennt, müssen die Signale zwischen drei und fünf Logikgatter passieren und werden dadurch unterschiedlich lange verzögert. Bei einer ungünstigen Schaltnetzstruktur kann diese Verzögerung zu unerwünschten, mehrmaligen Ausgangswechseln während der einmaligen Änderung der Eingangsbelegung des Schaltnetzes führen. Man bezeichnet diese unerwünschte Änderung des Ausgangs als **Hazardfehler**. Das Vorhandensein der Schaltnetzstruktur, die in Kombination mit einer ungünstigen Signallaufzeit zu einem Hazardfehler führt, bezeichnet man als **Hazard**.

Dabei gilt:

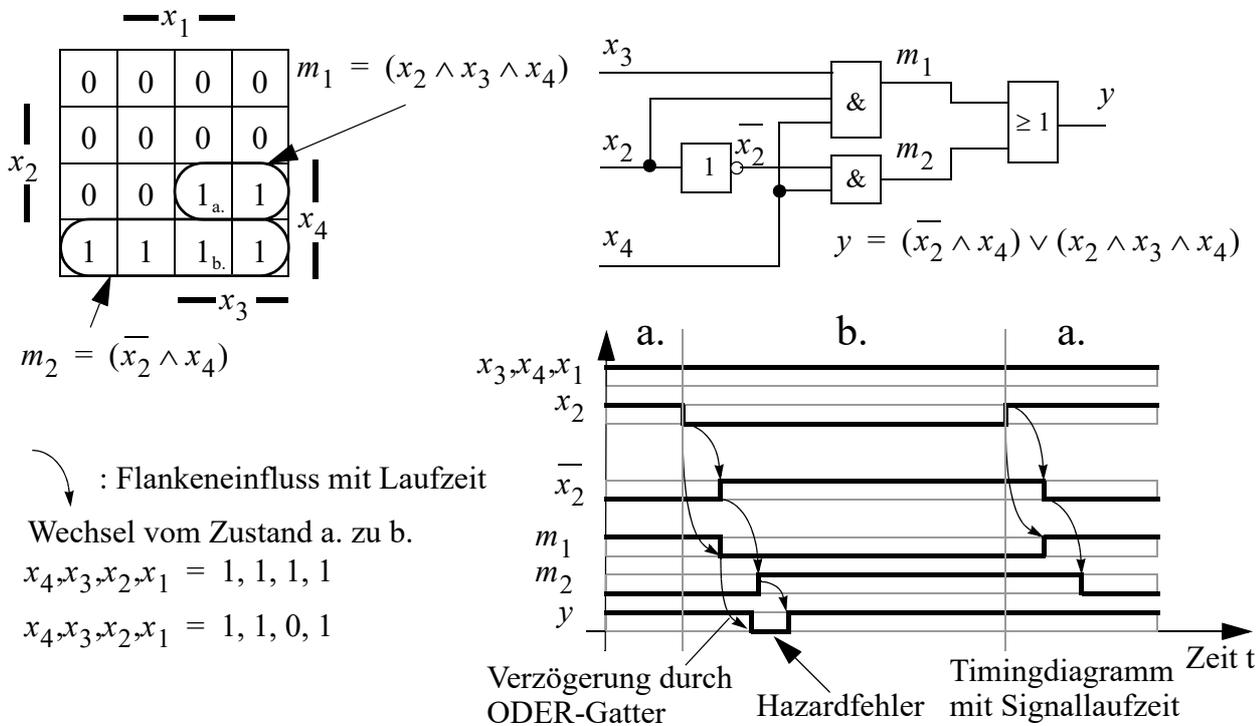
Kann ein Hazardfehler beobachtet werden, so ist die Schaltnetzstruktur mit einem Hazard behaftet.

Der Umkehrschluss gilt nicht! Wenn ein Schaltnetz die Struktur für einen Hazard hat, so muss nicht unbedingt der Hazardfehler auftreten.

Man unterscheidet Hazards in Funktionshazard und Strukturhazard.

### 4.6.1 Strukturhazard

Bei einem Strukturhazard liefert die Schaltnetzstruktur die Vorbedingung für einen Hazardfehler. Der Fehler muss aber nicht notwendigerweise auftreten! Erst die Kombination aus Schaltnetzstruktur und ungünstiger Signallaufzeit führt zu einem Hazardfehler. Strukturhazards sind grundsätzlich durch die Änderung der Schaltnetzstruktur ohne Änderung der Schaltnetzfunktion selbst behebbar. Die Realisierung erfolgt durch Einfügen redundanter Primkonjunktionen (überlappende Minterme im KV-Diagramm).



**Bild 4.18** Strukturhazard mit Hazardfehler durch ungünstig gewählte Mintermbildung

In Bild 4.18 ist das KV-Diagramm einer Schaltfunktion und seine Realisierung dargestellt. Die Schaltnetzstruktur beinhaltet die Voraussetzung für einen Hazard. Erkennen lässt sich dies an den

## 4.6 Laufzeitbedingtes Fehlverhalten logischer Verknüpfungen (Hazardfehler)

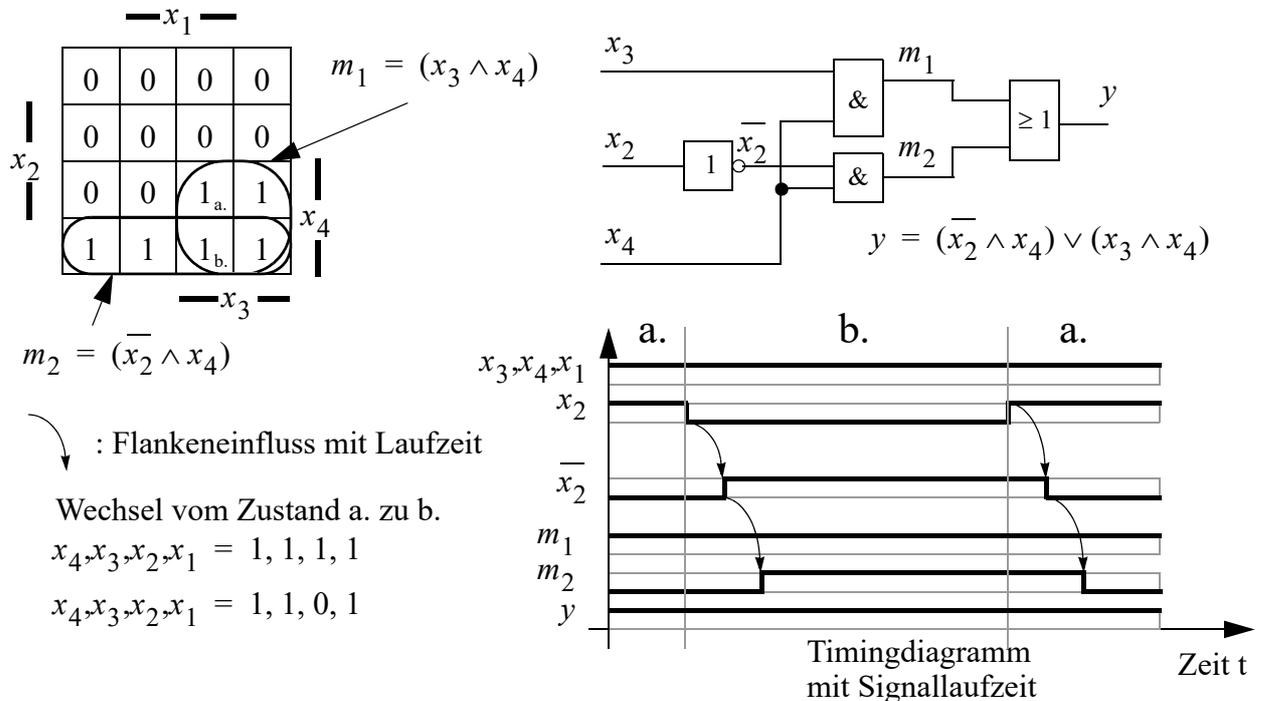
nicht überlappenden Überdeckungen der Minterme  $m_1$  und  $m_2$ . Kritisch ist der Belegungswechsel von  $x_2$ , da hier ein Wechsel des aktiven Minterms statt findet (s. Tabelle 4.7).

$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$y$
0	0	1	1	1
0	1	1	1	1
1	0	1	1	1
1	1	1	1	1

aktiver Minterm
$(x_2 \wedge x_4)$
$(x_2 \wedge x_3 \wedge x_4)$
$(\bar{x}_2 \wedge x_4)$
$(x_2 \wedge x_3 \wedge x_4)$

**Tabelle 4.7** Aktive Minterme beim Belegungswechsel von  $x_2$

Wählt man den Minterm  $m_1$  überlappend (s. Bild 4.19) so ist bei gleicher Schaltfunktion der Strukturhazard nicht mehr vorhanden und der Hazardfehler verschwindet.



**Bild 4.19** Korrektur des Strukturhazards

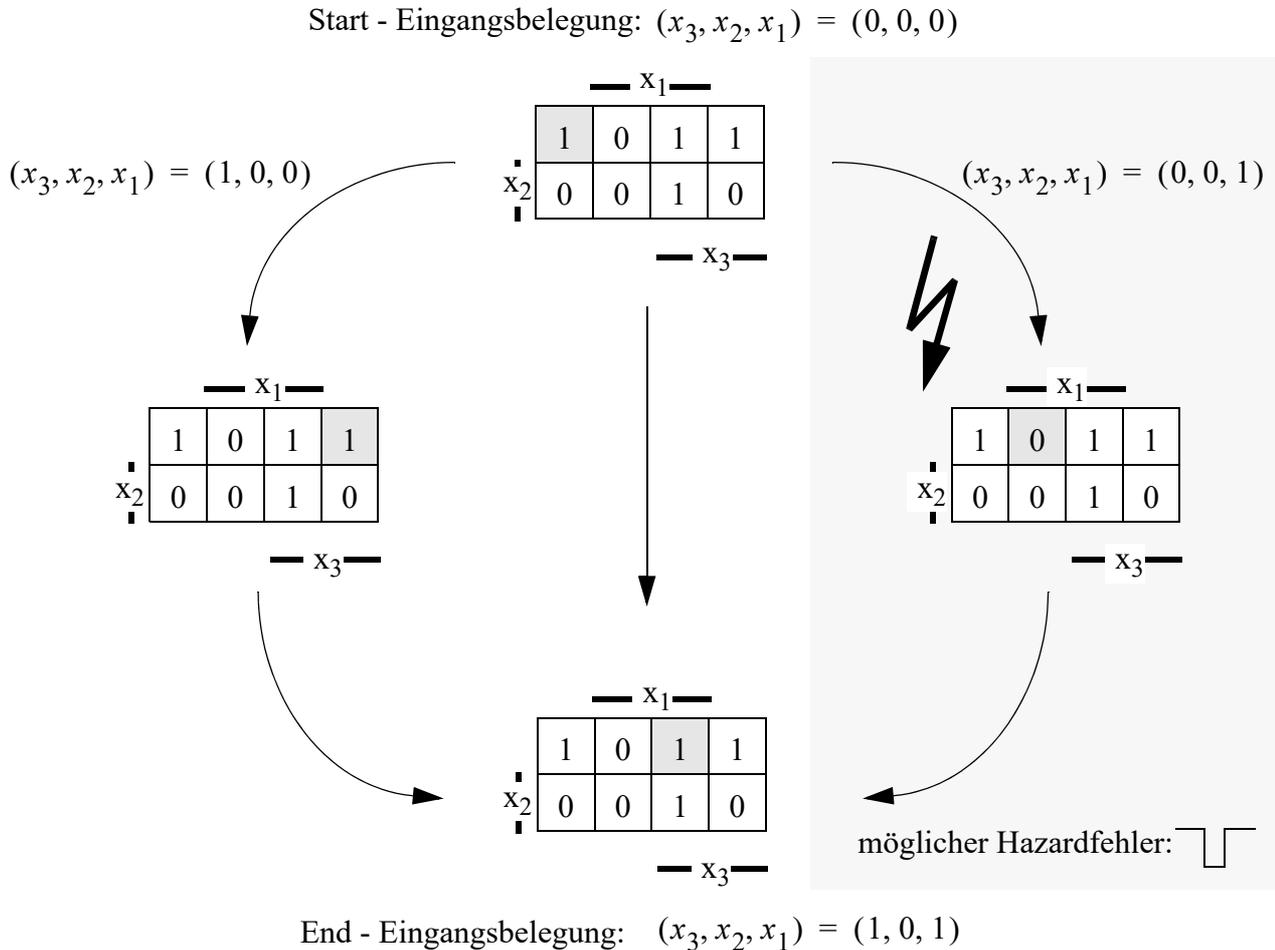
Eine weitere Möglichkeit zur Behebung des Hazardfehlers besteht in der gezielten Verzögerung von  $m_1$ . Das Schaltnetz beinhaltet dann immer noch eine hazardbehaftete Struktur, der Hazardfehler tritt jedoch nicht auf.

### 4.6.2 Funktionshazard

Im Gegensatz zum Strukturhazard ist ein Funktionshazard nicht behebbbar, da er durch die Schaltfunktion vorgegeben ist. Unabhängig von der Realisierung der Schaltfunktion ist der Hazard vorhanden. Für eine spezielle Realisierung der Schaltfunktion ist es ggf. möglich durch gezielte Sig-

#### 4. Kapitel: Allgemeine Grundlagen

nalverzögerungen den Hazardfehler zu beseitigen. Der Hazardfehler tritt nur auf wenn sich **zeitgleich mehrere Eingangsvariablen** des Schaltnetzes ändern. Nachfolgendes Beispiel soll dies verdeutlichen:

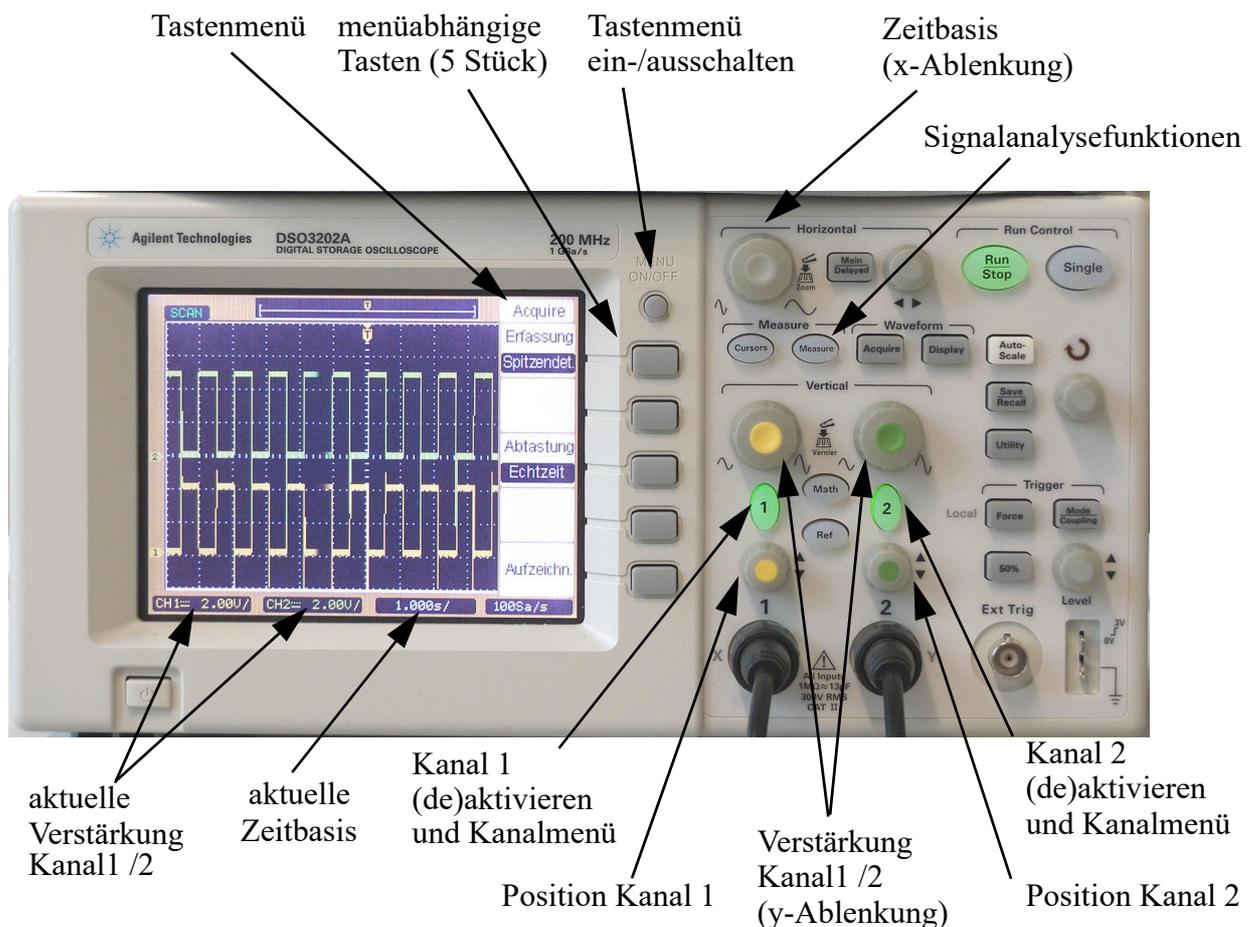


**Bild 4.20** Mögliche Übergänge bei einem Funktionshazard und deren Auswirkung

In Bild 4.20 ist das KV-Diagramm einer Schaltfunktion dargestellt. Die Eingangsbelegung sei  $(x_3, x_2, x_1) = (0, 0, 0)$ . Durch den zeitgleichen Wechsel von zwei Eingangsvariablen soll der Zustand  $(x_3, x_2, x_1) = (1, 0, 1)$  erreicht werden (mittlerer Übergang). In beiden Zuständen ist der Ausgangswert der Schaltfunktion derselbe, nämlich "1". In der Praxis kann es nun vorkommen, dass der Signalwechsel nicht absolut zeitgleich statt findet bzw. Laufzeitunterschiede entstehen. Es ergeben sich somit zwei "Wege" im KV-Diagramm. Der erste Weg kommt zustande, wenn  $x_3$  zuerst schaltet (Bild 4.20 links) und danach  $x_1$ . Dieser Weg ist unkritisch, da die Schaltfunktion keine Änderung am Ausgang erfährt; es tritt kein Hazardfehler auf. Der zweite Weg (Bild 4.20 rechts) führt zu einem Hazardfehler, da die Schaltfunktion ihren Ausgangswert auf "0" ändert, wenn  $x_1$  vor  $x_3$  schaltet. Eine Möglichkeit zur Beseitigung des Hazardfehlers besteht in der Kodierung der Eingangsbelegung. Ziel ist es, dass nur noch Übergänge von Eingangsbelegungen vorkommen, die keinen Hazardfehler verursachen bzw. dass sich immer nur eine Eingangsvariable ändert. Die zuverlässigste Lösung zur Beseitigung von Hazardfehlern jeglicher Art ist die Taktung. Nach einer Sicherheitswartezeit, innerhalb derer alle Ausgleichsvorgänge stattfinden, wird das Ergebnis des Schaltnetzes durch ein D-Flip-Flop übernommen und zur Weiterverarbeitung bereitgestellt.

## 4.7 Bedienung des Speicheroszilloskops

Die Bedienung des Speicheroszilloskops (s. Bild 4.21) gestaltet sich ähnlich der des analogen Oszilloskops. Ein wesentlicher Unterschied besteht darin, dass die erfassten Spannungen digitalisiert und in einem Speicher abgelegt werden, so dass der Signalverlauf der Spannungen auch nach der eigentlichen Messung noch dargestellt wird. Dadurch ist es möglich, auch nichtperiodische Signale nach der Messung noch zu analysieren. Die Hauptbediengruppen lassen sich wie beim analogen Oszilloskop in die **Horizontal-**, **Vertikal-** und **Triggerelemente** einteilen. Über die Taste **Run/Stop** lässt sich die aktuelle Bildschirmanzeige "einfrieren". Mit der Taste **Single** wird - ausgehend vom Stop Modus - eine einzelne Messung durchgeführt.



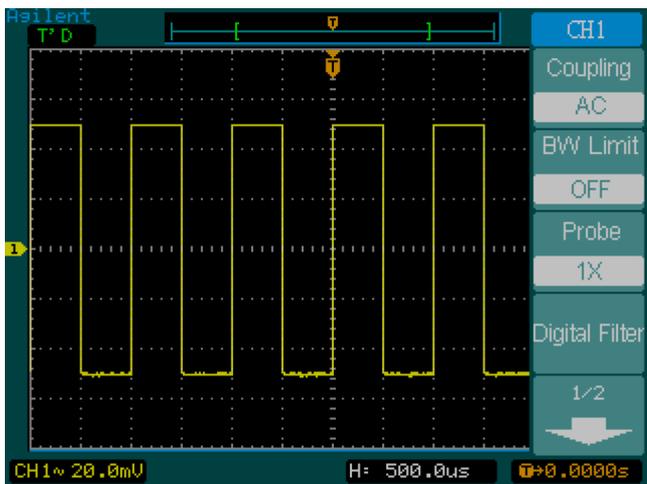
**Bild 4.21** Bedienfeld des Speicheroszilloskops

Im Gegensatz zum analogen Oszilloskop besitzt das Speicheroszilloskop keine Skalierung an den Bedienelementen. Die aktuelle Einstellung der Kanalverstärkung oder der Zeitbasis wird daher in der untersten Zeile im Display dargestellt.

Neben den Standardbedienelementen existieren noch fünf menüabhängige Tasten, die eine wechselnde Belegung aufweisen, in Abhängigkeit der zuvor gewählten Funktion (s. Bild 4.22).

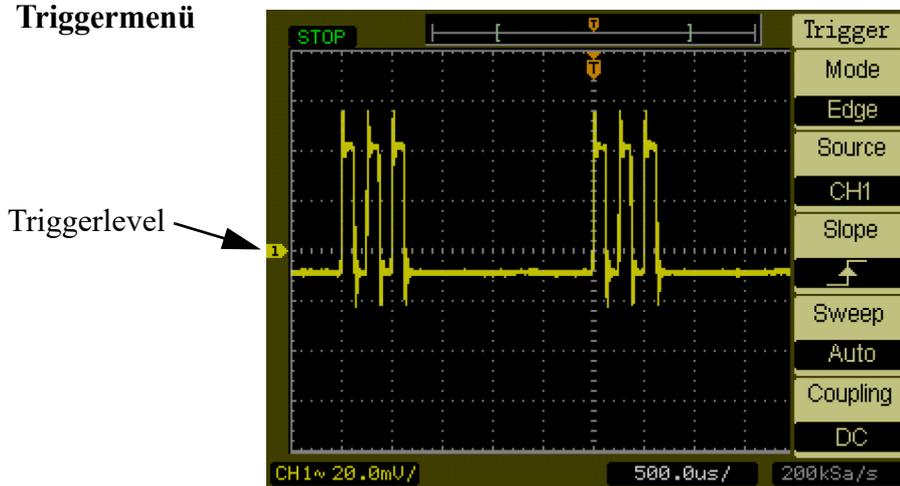
Die Signalanalyse erfolgt über die **MEASURE**-Funktion. Über das Tastenmenü sind automatisch mehr als 20 verschiedene Messgrößen (z. B. Frequenz, Anstiegszeit etc.) ermittelbar.

### Kanalmenü



- ← Kopplung: AC, DC, GND
- ← 20 MHz-Tiefpass zur Rauschunterdrückung
- ← Teilereinstellung des Tastkopfes

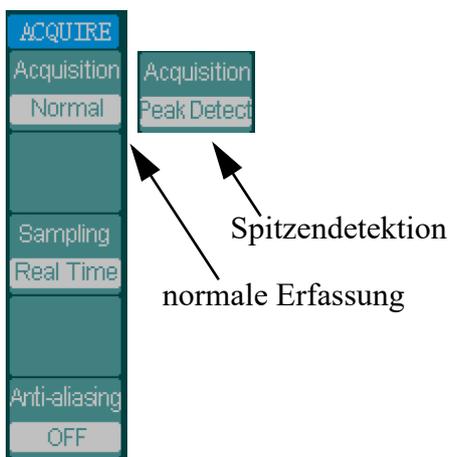
### Triggermenü



Triggerlevel

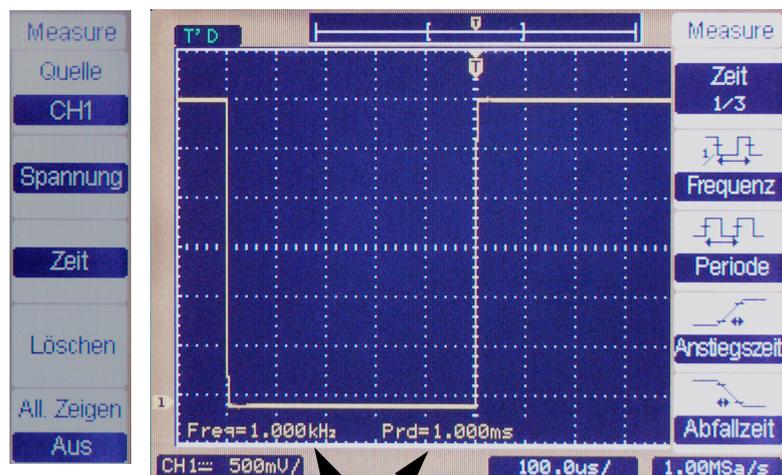
- ← Triggerquelle (Kanal 1, Kanal 2)
- ← Triggerflanke

### Acquiremenü



- ← Spitzendetektion
- ← normale Erfassung

### Measure - Zeit



Messwertanzeige (Frequenz, Periodendauer)

Bild 4.22 Einige Tastenmenüs

## 5 Versuchsdurchführung

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

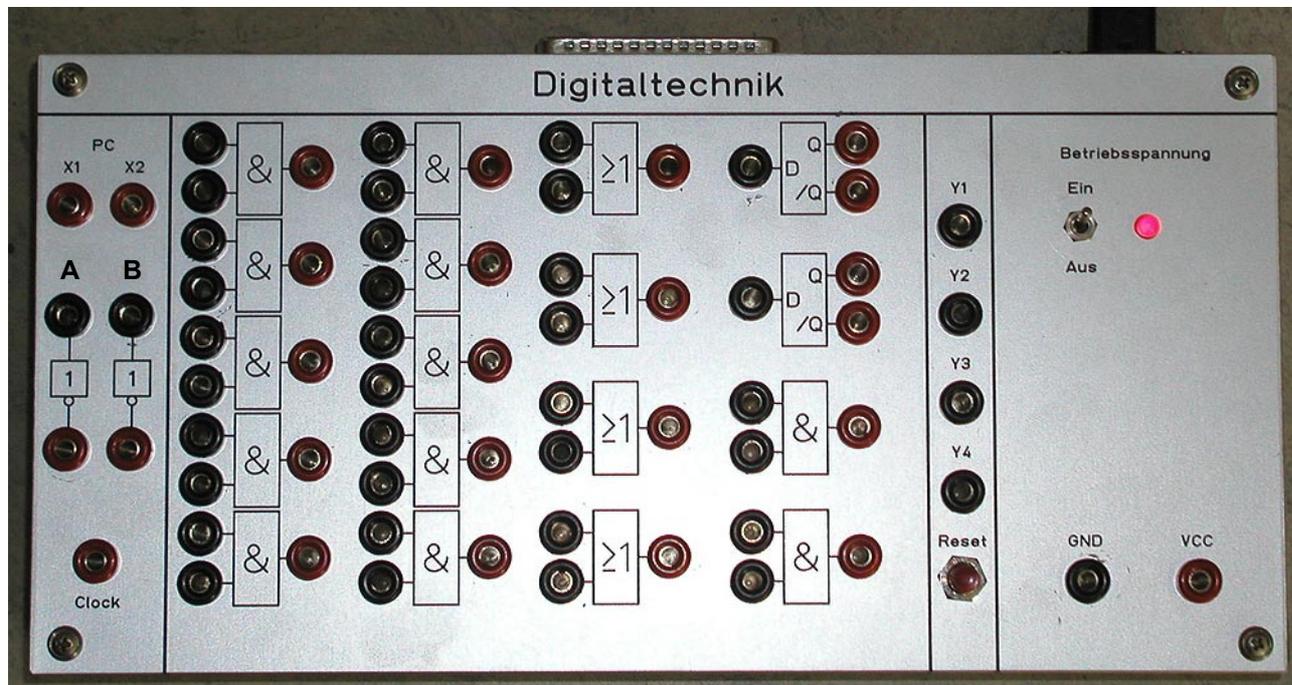


Bild 5.1 Digitalbox

**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.

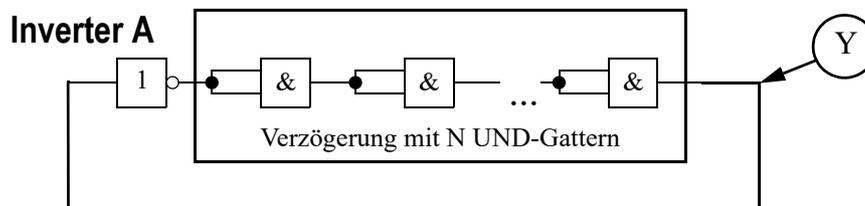


Bild 5.2 Prinzipieller Aufbau des Rechteckgenerators

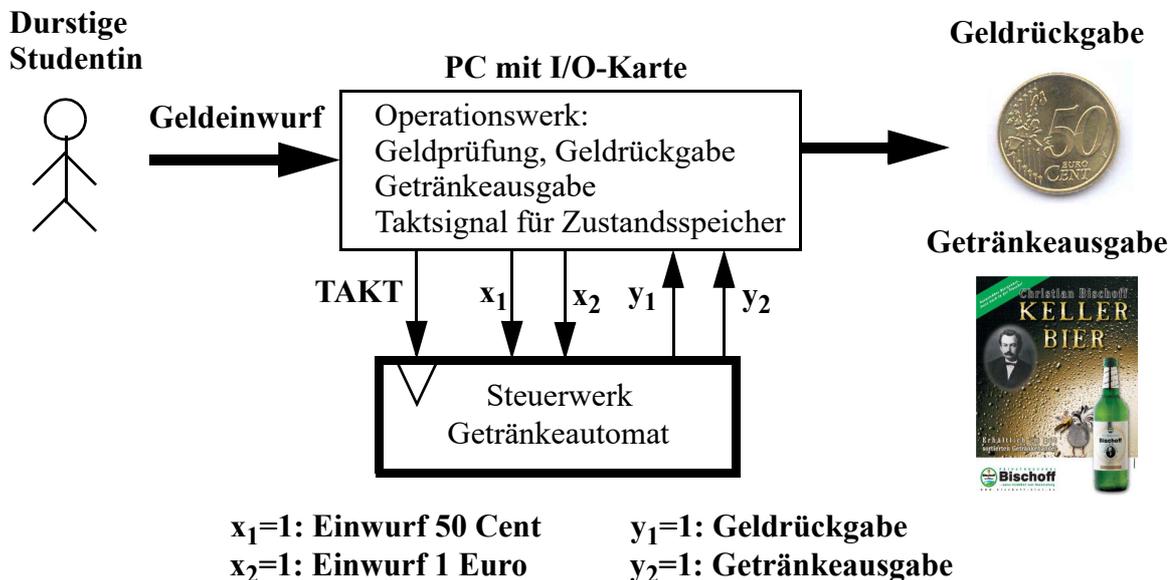
**Hinweis:**  
Verwenden Sie für diesen Versuch den **linken Inverter A**.





## 5.2 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 Mausclick 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.

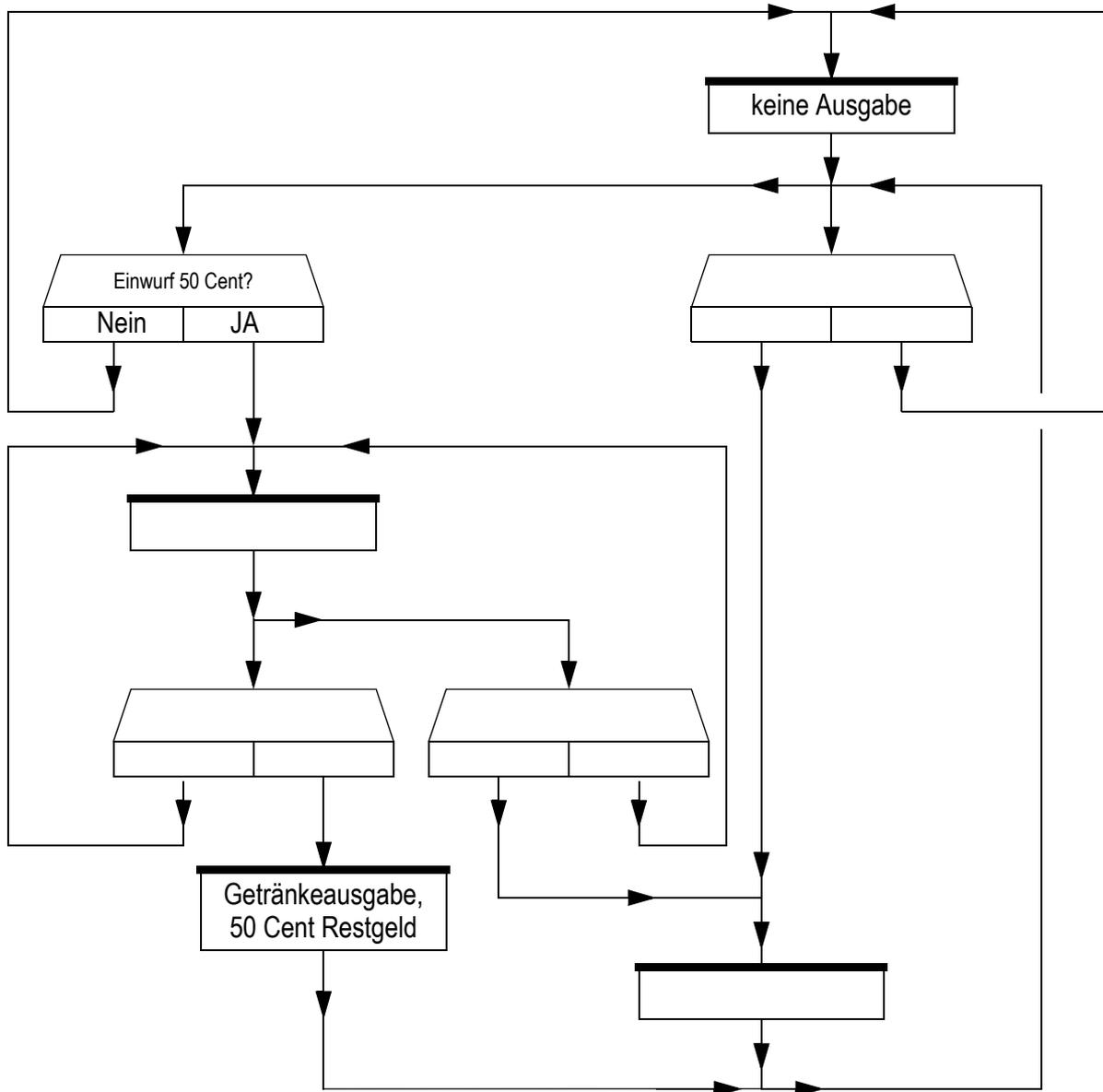
Berücksichtigen Sie bei Ihrem Entwurf folgende Bedingungen:

- 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.**

**Aufgabe 1: Vervollständigen Sie das verbale Ablaufdiagramm in Bild 5.4.**

Verbales Ablaufdiagramm mit **Abfragen** und **Ausgaben**:



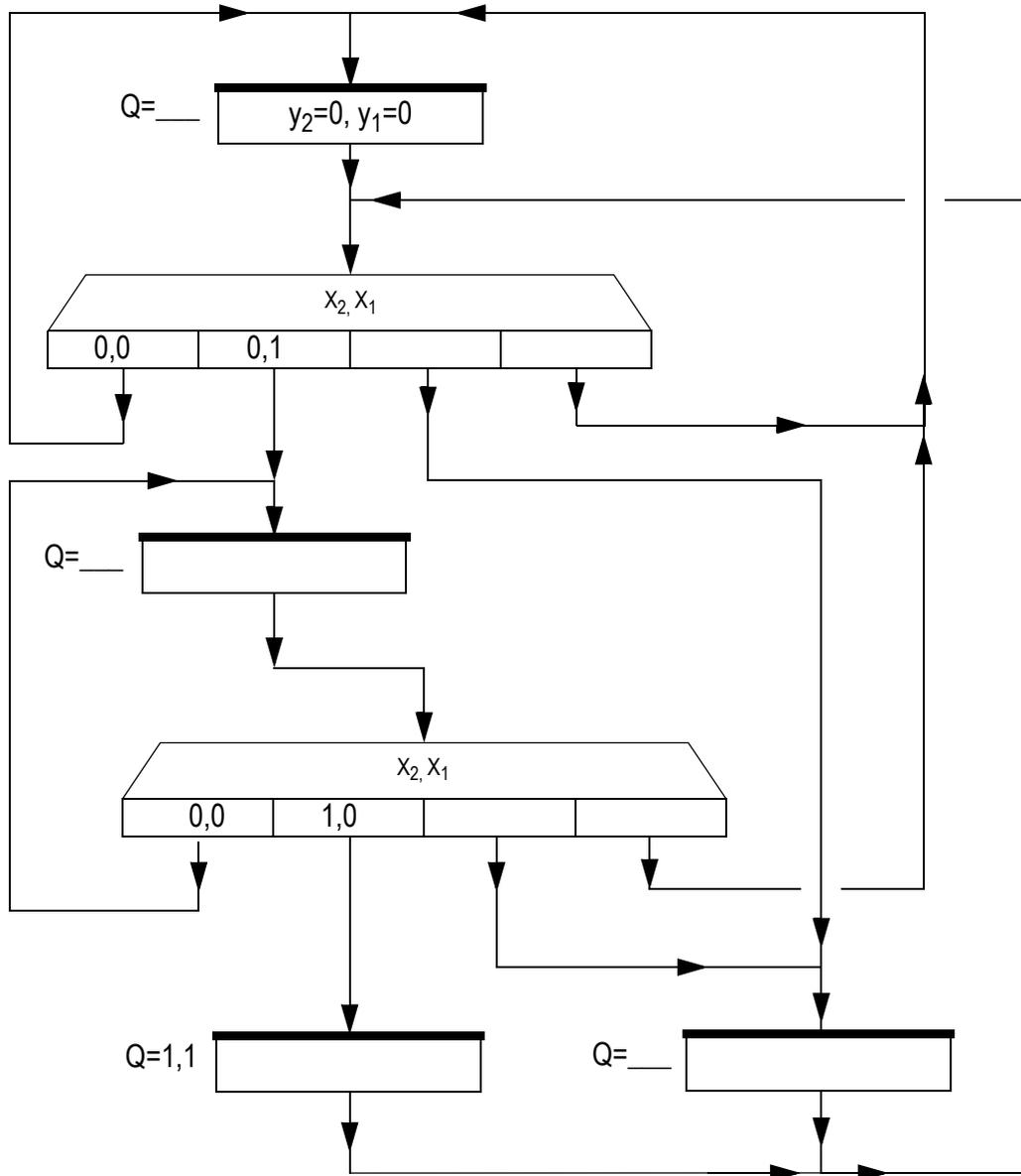
**Bild 5.4** Verbales Ablaufdiagramm

**Aufgabe 2: Erstellen Sie das kodierte Ablaufdiagramm**

Verwenden Sie folgende Zustandskodierung:

- Nichts eingeworfen:  $Q = q_2, q_1 = 0, 0$
- 50 Cent eingeworfen:  $Q = q_2, q_1 = 0, 1$
- 1 Euro eingeworfen:  $Q = q_2, q_1 = 1, 0$
- 1.50 Euro eingeworfen:  $Q = q_2, q_1 = 1, 1$

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.

**Aufgabe 3: Erstellen Sie aus dem kodierten Ablaufdiagramm die Wahrheitstabelle der Zustandsübergangsfunktion  $\delta$  und der Ausgabefunktion  $\lambda$**

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

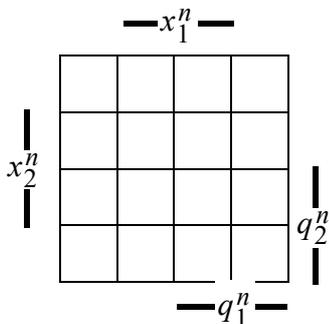
$q_2^n$	$q_1^n$	$x_2^n$	$x_1^n$	$q_2^{n+1}$	$q_1^{n+1}$
0	0				
0	1				
1	0				
1	1				
0	0				
0	1				
1	0				
1	1				
0	0				
0	1				
1	0				
1	1				
0	0				
0	1				
1	0				
1	1				

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.

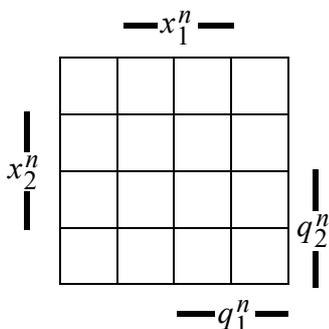
**Aufgabe 4: Bilden Sie die disjunktive Minimalform der Schaltnetze durch Minimierung mittels KV-Diagramm**



$q_2^{n+1}$  Minimierung

Die Schaltfunktion lässt sich aus \_\_\_\_\_ Überdeckungen ermitteln:

$q_2^{n+1} =$  \_\_\_\_\_



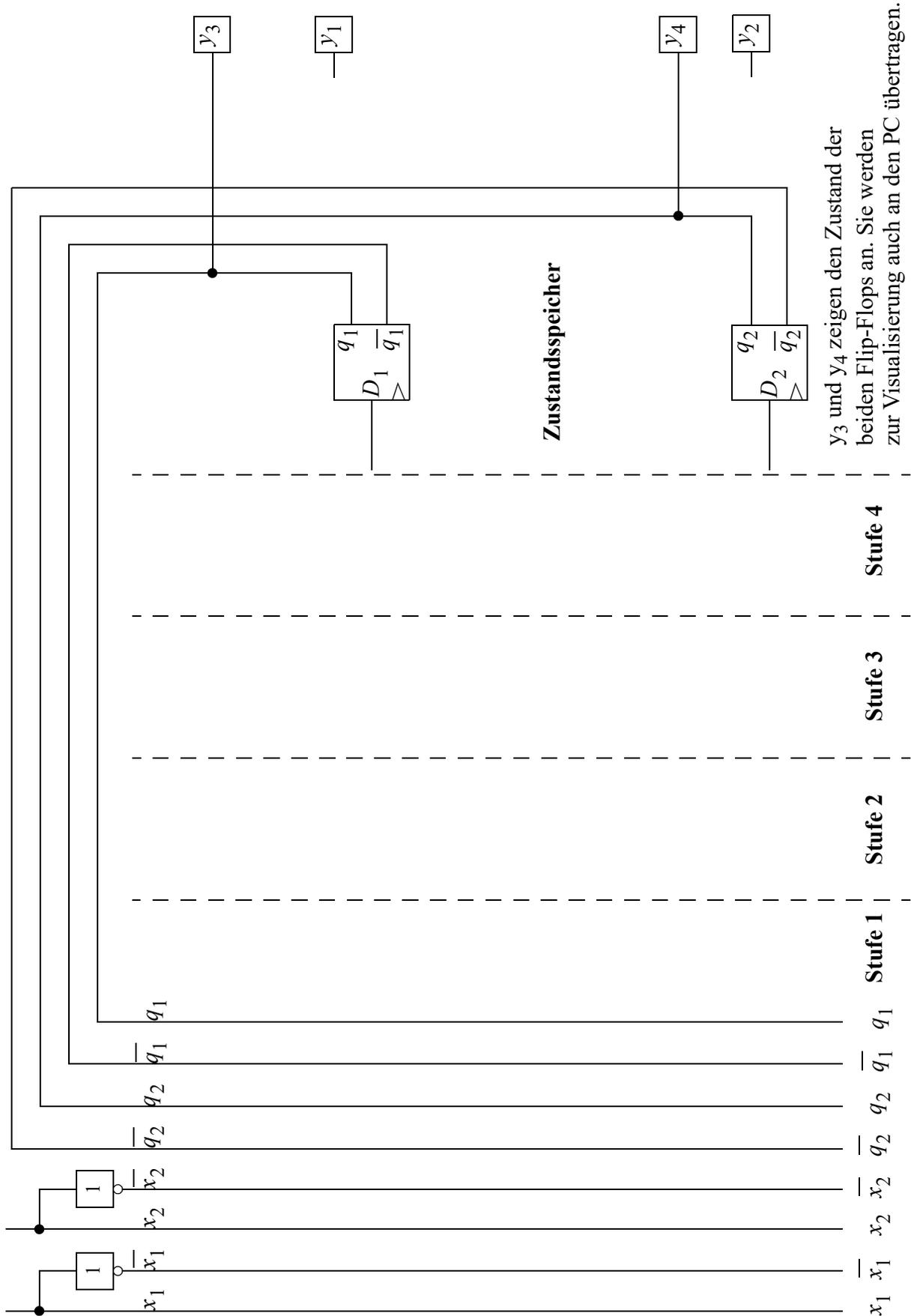
$q_1^{n+1}$  Minimierung

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  $\delta$  und der Ausgabefunktion  $\lambda$



$y_3$  und  $y_4$  zeigen den Zustand der beiden Flip-Flops an. Sie werden zur Visualisierung auch an den PC übertragen.

### 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:

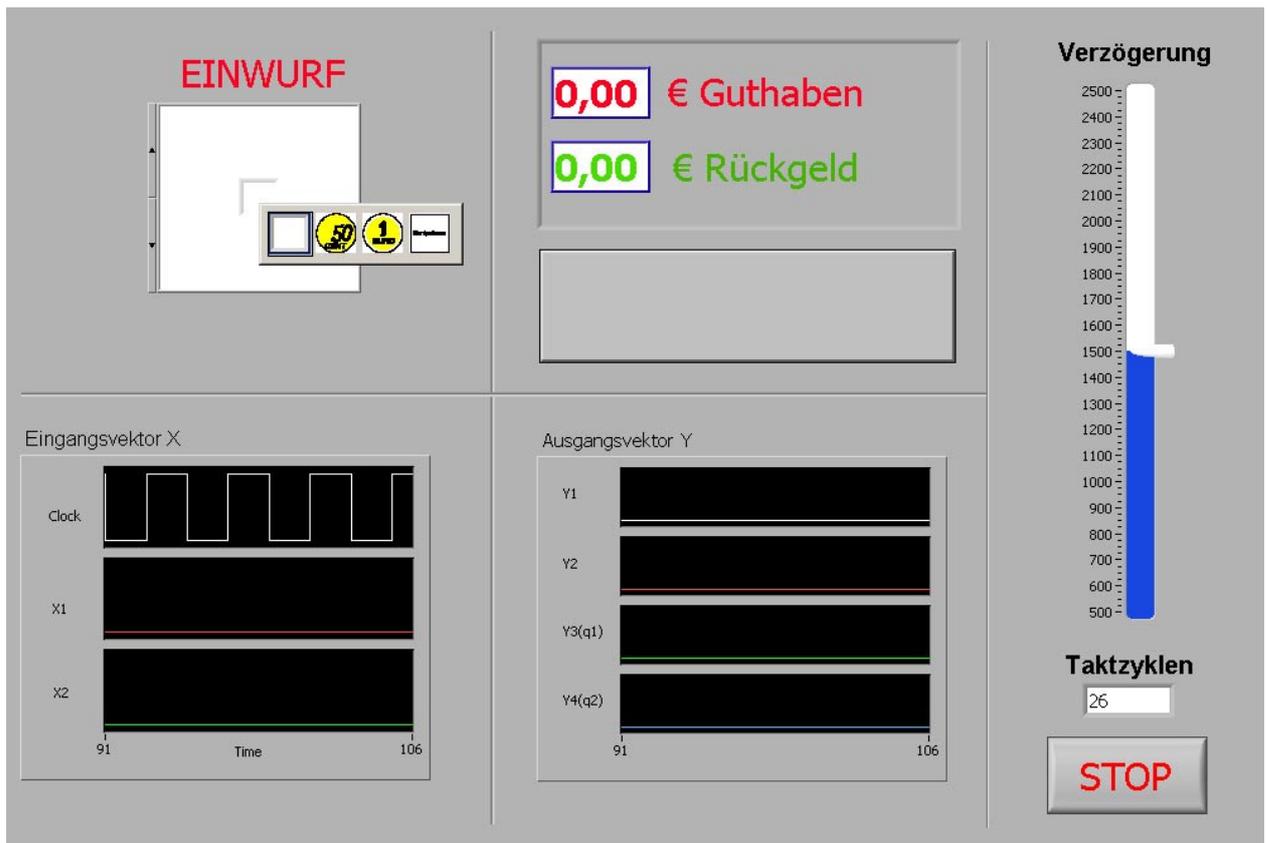
- Einwurf: “nichts”
- Einwurf: “50 Cent”
- Einwurf: “1 Euro”
- Manipulation

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}

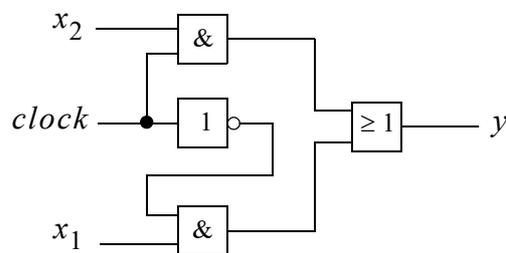
Um seinen Umsatz zu steigern lässt ein Marktleiter von seinen Mitarbeitern Getränkekästen mit den genannten Kombinationen befüllen. Die Kästen werden anschließend von einem Testsystem überprüft. Aus dem Testsystem kommen drei Signale, die mit  $x_1$ ,  $x_2$  und  $clock$  gekennzeichnet sind und deren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

$$x_1 = 1 \Leftrightarrow \text{Im Kasten ist Bier}$$

$$x_2 = 1 \Leftrightarrow \text{Im Kasten ist Cola}$$

$$clock = 1 \Leftrightarrow \text{Im Kasten ist Whisky}$$

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.

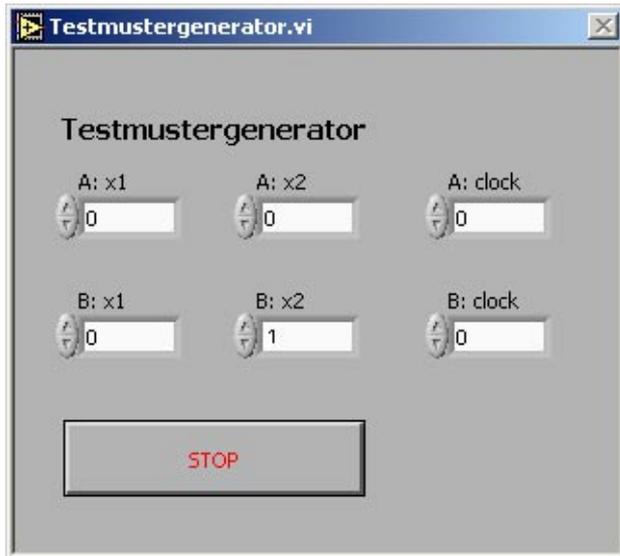
**Ihre Aufgabe:** Untersuchen Sie die Schaltung und versuchen Sie den Fehler zu beheben.

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.

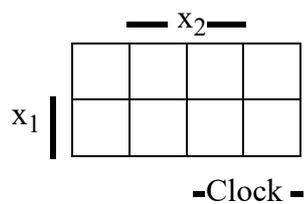
**Um Folgefehler zu vermeiden lassen Ihre Antworten direkt von den Betreuern überprüfen!:**

- Erfüllt die Schaltnetzfunktion die geforderten Bedingungen? Überprüfen Sie dies durch Aufstellen der Wertetabelle und des KV-Diagramms.
- Stellt das Schaltnetz die Struktur für einen Strukturhazard bereit? Wenn ja, bei welchen Getränkekastenwechseln tritt dies auf?
- 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.
- 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.
- 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



$x_1$	$x_2$	$clock$	$y$
<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	
<b>0</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	
<b>0</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	
<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	
<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	
<b>1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	
<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	
<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	

zu 3.:

Wählen Sie die Zeitbasis so, dass die Hazardfehler als Nadelimpulse dargestellt werden.

Zeitbasis:

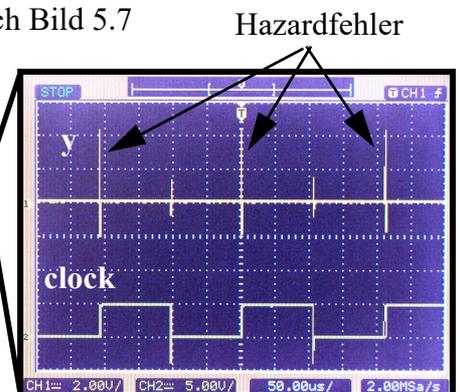
CH1:

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



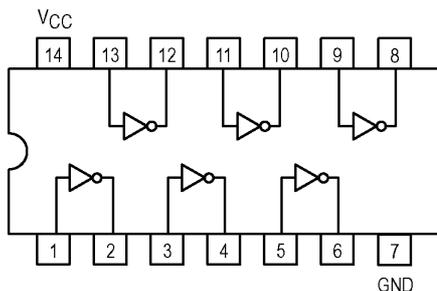
## **Anhang A      Datenblätter**

- 74LS04 - 6 Inverter
- 74LS08 - 4 UND Gatter
- 74LS32 - 4 ODER Gatter
- 74LS74 - 2 D-Flip-Flops mit asynchronem Set / Reset

**A.1 74LS04 - INVERTER**

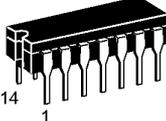


**HEX INVERTER**

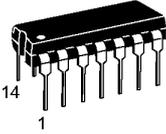


**SN54/74LS04**

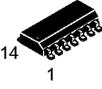
**HEX INVERTER**  
**LOW POWER SCHOTTKY**



**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 <sub>CC</sub>	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
T <sub>A</sub>	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I <sub>OH</sub>	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	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 <sub>IH</sub>	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V <sub>IL</sub>	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		74		0.8		
V <sub>IK</sub>	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>IN</sub> = -18 mA
V <sub>OH</sub>	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>OH</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> per Truth Table
		74	2.7	3.5	V	
V <sub>OL</sub>	Output LOW Voltage	54, 74	0.25	0.4	V	I <sub>OL</sub> = 4.0 mA
		74	0.35	0.5	V	I <sub>OL</sub> = 8.0 mA
I <sub>IH</sub>	Input HIGH Current			20	μA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 2.7 V
				0.1	mA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 7.0 V
I <sub>IL</sub>	Input LOW Current			-0.4	mA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 0.4 V
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	V <sub>CC</sub> = MAX
I <sub>CC</sub>	Power Supply Current Total, Output HIGH Total, Output LOW			2.4	mA	V <sub>CC</sub> = MAX
				6.6		

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

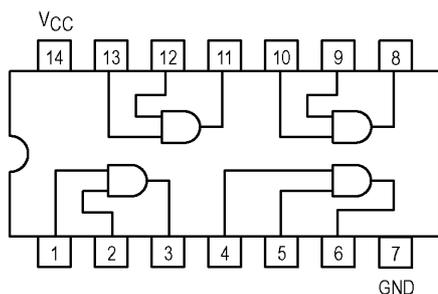
AC CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t <sub>PLH</sub>	Turn-Off Delay, Input to Output		9.0	15	ns	V <sub>CC</sub> = 5.0 V C <sub>L</sub> = 15 pF
t <sub>PHL</sub>	Turn-On Delay, Input to Output		10	15	ns	

A.2 74LS08 - UND

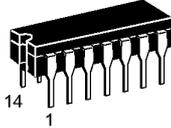


QUAD 2-INPUT AND GATE

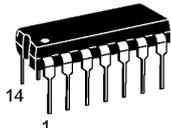


**SN54/74LS08**

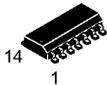
**QUAD 2-INPUT AND GATE**  
**LOW POWER SCHOTTKY**



**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 <sub>CC</sub>	Supply Voltage	54	4.5	5.0	5.5	V
		74	4.75	5.0	5.25	
T <sub>A</sub>	Operating Ambient Temperature Range	54	-55	25	125	°C
		74	0	25	70	
I <sub>OH</sub>	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	Output Current — Low	54			4.0	mA
		74			8.0	

## SN54/74LS08

## DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions	
		Min	Typ	Max			
V <sub>IH</sub>	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs	
V <sub>IL</sub>	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs	
		74		0.8			
V <sub>IK</sub>	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>IN</sub> = -18 mA	
V <sub>OH</sub>	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>OH</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> per Truth Table	
		74	2.7	3.5	V		
V <sub>OL</sub>	Output LOW Voltage	54, 74		0.25	0.4	V	I <sub>OL</sub> = 4.0 mA V <sub>CC</sub> = V <sub>CC</sub> MIN, V <sub>IN</sub> = V <sub>IL</sub> or V <sub>IH</sub> per Truth Table
		74		0.35	0.5	V	
I <sub>IH</sub>	Input HIGH Current			20	μA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 2.7 V	
				0.1	mA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 7.0 V	
I <sub>IL</sub>	Input LOW Current			-0.4	mA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 0.4 V	
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	V <sub>CC</sub> = MAX	
I <sub>CC</sub>	Power Supply Current Total, Output HIGH Total, Output LOW			4.8	mA	V <sub>CC</sub> = MAX	
				8.8			

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

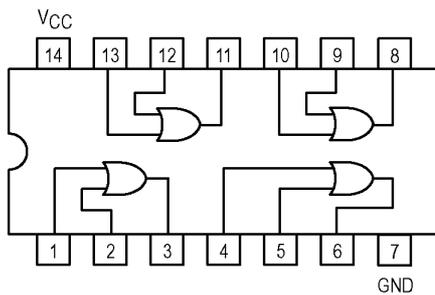
AC CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t <sub>PLH</sub>	Turn-Off Delay, Input to Output		8.0	15	ns	V <sub>CC</sub> = 5.0 V C <sub>L</sub> = 15 pF
t <sub>PHL</sub>	Turn-On Delay, Input to Output		10	20	ns	

A.3 74LS32 - ODER

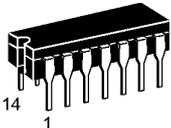


QUAD 2-INPUT OR GATE

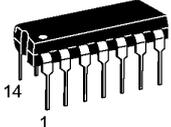


**SN54/74LS32**

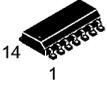
**QUAD 2-INPUT OR GATE  
LOW POWER SCHOTTKY**



**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 <sub>CC</sub>	Supply Voltage	54	4.5	5.0	5.5	V
		74	4.75	5.0	5.25	
T <sub>A</sub>	Operating Ambient Temperature Range	54	-55	25	125	°C
		74	0	25	70	
I <sub>OH</sub>	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	Output Current — Low	54			4.0	mA
		74			8.0	

## SN54/74LS32

## DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter		Limits			Unit	Test Conditions
			Min	Typ	Max		
V <sub>IH</sub>	Input HIGH Voltage		2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V <sub>IL</sub>	Input LOW Voltage	54			0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		74			0.8		
V <sub>IK</sub>	Input Clamp Diode Voltage			-0.65	-1.5	V	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>IN</sub> = -18 mA
V <sub>OH</sub>	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5		V	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>OH</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> per Truth Table
		74	2.7	3.5		V	
V <sub>OL</sub>	Output LOW Voltage	54, 74		0.25	0.4	V	I <sub>OL</sub> = 4.0 mA V <sub>CC</sub> = V <sub>CC</sub> MIN, V <sub>IN</sub> = V <sub>IL</sub> or V <sub>IH</sub> per Truth Table
		74		0.35	0.5	V	
I <sub>IH</sub>	Input HIGH Current				20	μA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 2.7 V
					0.1	mA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 7.0 V
I <sub>IL</sub>	Input LOW Current				-0.4	mA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 0.4 V
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Current (Note 1)		-20		-100	mA	V <sub>CC</sub> = MAX
I <sub>CC</sub>	Power Supply Current Total, Output HIGH				6.2	mA	V <sub>CC</sub> = 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<sub>A</sub> = 25°C)

Symbol	Parameter		Limits			Unit	Test Conditions
			Min	Typ	Max		
t <sub>PLH</sub>	Turn-Off Delay, Input to Output			14	22	ns	V <sub>CC</sub> = 5.0 V C <sub>L</sub> = 15 pF
t <sub>PHL</sub>	Turn-On Delay, Input to Output			14	22	ns	

**A.4 74LS74 - D-Flip-Flop**

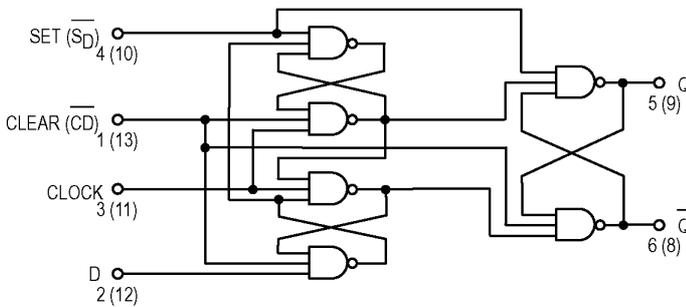


**DUAL D-TYPE POSITIVE EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP**

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	
	S <sub>D</sub>	S <sub>D</sub>	D	Q	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 S<sub>D</sub> and C<sub>D</sub> are LOW, but the output states are unpredictable if S<sub>D</sub> and C<sub>D</sub> go HIGH simultaneously. If the levels at the set and clear are near V<sub>IL</sub> maximum then we cannot guarantee to meet the minimum level for V<sub>OH</sub>.

H, h = HIGH Voltage Level

L, l = LOW Voltage Level

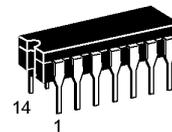
X = Don't Care

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.

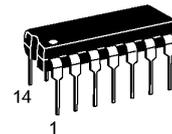
**SN54/74LS74A**

**DUAL D-TYPE POSITIVE EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP**

**LOW POWER SCHOTTKY**



**J SUFFIX  
CERAMIC  
CASE 632-08**



**N SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 646-06**

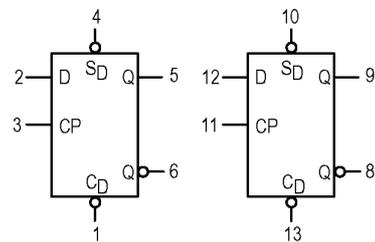


**D SUFFIX  
SOIC  
CASE 751A-02**

**ORDERING INFORMATION**

SN54LSXXJ Ceramic  
SN74LSXXN Plastic  
SN74LSXXD SOIC

**LOGIC SYMBOL**



V<sub>CC</sub> = PIN 14  
GND = PIN 7

## SN54/74LS74A

## GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	54	4.5	5.0	5.5	V
		74	4.75	5.0	5.25	
T <sub>A</sub>	Operating Ambient Temperature Range	54	-55	25	125	°C
		74	0	25	70	
I <sub>OH</sub>	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	Output Current — Low	54			4.0	mA
		74			8.0	

## DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions	
		Min	Typ	Max			
V <sub>IH</sub>	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs	
V <sub>IL</sub>	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs	
		74		0.8			
V <sub>IK</sub>	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>IN</sub> = -18 mA	
V <sub>OH</sub>	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>OH</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub> per Truth Table	
		74	2.7	3.5	V		
V <sub>OL</sub>	Output LOW Voltage	54, 74		0.25	0.4	V	I <sub>OL</sub> = 4.0 mA
		74		0.35	0.5	V	I <sub>OL</sub> = 8.0 mA
I <sub>IH</sub>	Input High Current Data, Clock Set, Clear			20 40	μA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 2.7 V	
	Data, Clock Set, Clear			0.1 0.2	mA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 7.0 V	
I <sub>IL</sub>	Input LOW Current Data, Clock Set, Clear			-0.4 -0.8	mA	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>IN</sub> = 0.4 V	
I <sub>OS</sub>	Output Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	V <sub>CC</sub> = MAX	
I <sub>CC</sub>	Power Supply Current			8.0	mA	V <sub>CC</sub> = MAX	

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

AC CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>CC</sub> = 5.0 V)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
f <sub>MAX</sub>	Maximum Clock Frequency	25	33		MHz	Figure 1
t <sub>PLH</sub> t <sub>PHL</sub>	Clock, Clear, Set to Output		13 25	25 40	ns	Figure 1
						V <sub>CC</sub> = 5.0 V C <sub>L</sub> = 15 pF

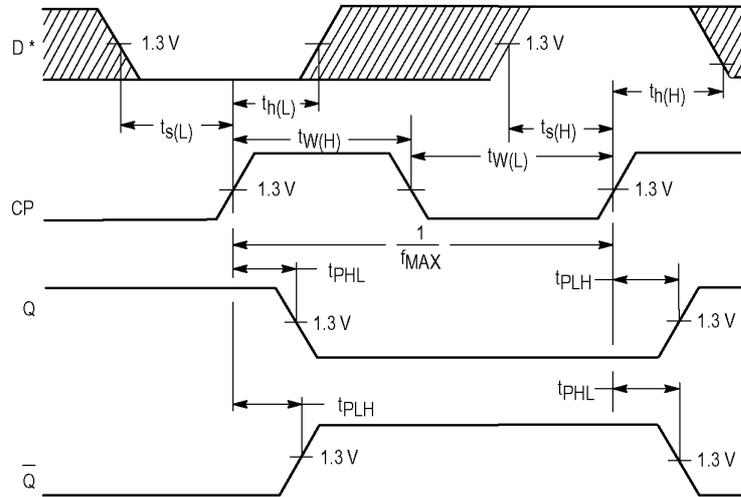
AC SETUP REQUIREMENTS (T<sub>A</sub> = 25°C)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t <sub>W(H)</sub>	Clock	25			ns	Figure 1
t <sub>W(L)</sub>	Clear, Set	25			ns	Figure 2
t <sub>s</sub>	Data Setup Time — HIGH LOW	20			ns	Figure 1
		20			ns	
t <sub>h</sub>	Hold Time	5.0			ns	Figure 1
						V <sub>CC</sub> = 5.0 V

FAST AND LS TTL DATA

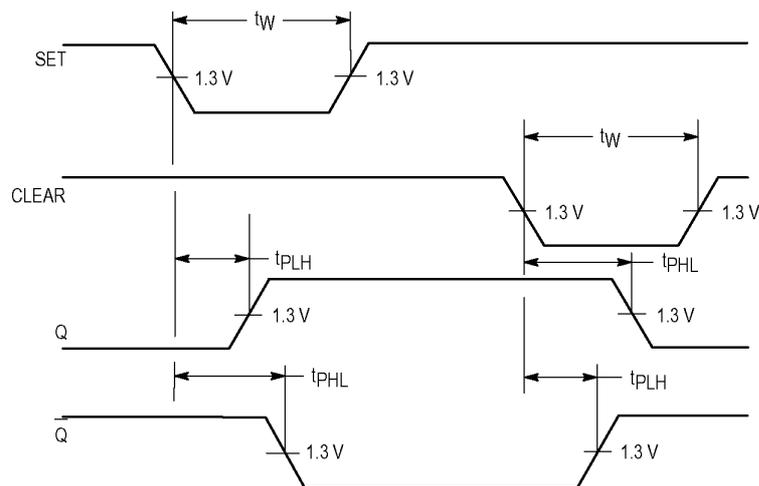
## SN54/74LS74A

### 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

<b>1</b>	<b>Lernziele</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Literatur</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Geräte</b>	<b>3</b>
<b>4</b>	<b>Theoretische Grundlagen</b>	<b>4</b>
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
<b>5</b>	<b>Durchführung des Versuchs</b>	<b>19</b>
5.1	Differenzastkopf .....	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
	<b>ETGP - Versuchsfeedback</b>	<b>37</b>
	<b>Anhang A Auszug aus dem Datenblatt IPP200N15N3G</b>	<b>39</b>

# 1 Lernziele

Dieser Versuch zeigt Ihnen die grundlegende Funktionsweise von Schaltnetzteilen.

Nach der Durchführung des Versuches sollen Sie in der Lage sein Antworten auf folgende Fragen geben zu können:

- Welche Vor- bzw. Nachteile haben Schaltnetzteile gegenüber linear geregelten Netzteilen?
- Wie sieht die Schaltung für einen Tiefsetzsteller aus, wie funktioniert er, und wie lautet die Beziehung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung?
- Wie sieht die Schaltung für einen Hochsetzsteller aus, wie funktioniert er, und wie lautet die Beziehung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung?
- Welche Gefahren birgt der Hochsetzsteller?
- Wie sieht die Schaltung eines Inverswandlers aus, wie funktioniert er, und wie lautet die Beziehung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung?
- Welche Gefahren birgt der Inverswandler?
- Wie ist das Tastverhältnis definiert?
- Welche Proportionalität existiert zwischen Restwelligkeit und Schaltfrequenz?
- Wie ist der Wirkungsgrad definiert?
- Wie lässt sich der Wirkungsgrad messtechnisch ermitteln?

## 2 Literatur

- [1] M. Siegel, E. Crocol  
Vorlesungsskript bis 2019 **Elektronische Schaltungen**, IMS, KIT  
Im Ilias Downloadbereich verfügbar.
- [2] Erwin Böhmer, **Elemente der angewandten Elektronik**, Vieweg Verlag
- [3] Tietze, Schenk, **Halbleiter Schaltungstechnik**, Springer Verlag

## 3 Geräte

- 1 Oszilloskop Hameg HM1500-2 mit 2 Differenzastköpfen
- 1 Rechteck/Dreieck Generator mit variablem Tastverhältnis
- 3 Multimeter Agilent U1252B
- 1 Netzgerät: GWINSTEK, SPS-3610
- 1 Versuchsaufbau: Tiefsetzsteller und Inverswandler

## 4 Theoretische Grundlagen

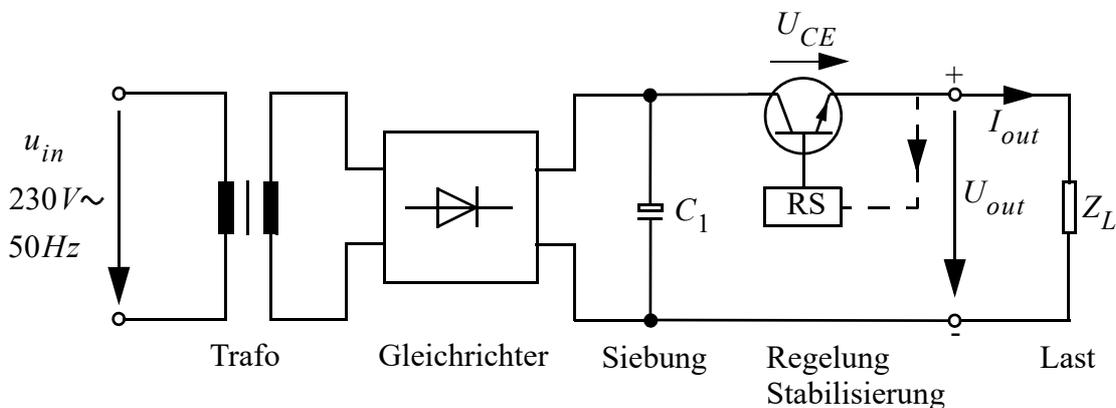
### 4.1 Vorwort

Dieser Versuch ist einer der umfangreichsten des gesamten Praktikums. Damit Sie innerhalb der vorgegebenen Zeit fertig werden, **müssen** Sie den praktischen Teil (Abschnitt 5, "Durchführung des Versuchs") bereits während der Versuchsvorbereitung durcharbeiten. Machen Sie sich mit der Aufgabenstellung und den Aufbauhinweisen vertraut und lösen Sie die versuchsunabhängigen Berechnungen bereits bei der Vorbereitung!

### 4.2 Einleitung

In der Elektrotechnik ist es oft erforderlich, Spannungen auf andere Werte umzusetzen. Bei Wechselspannungen werden dazu in der Regel Transformatoren verwendet. Nahezu alle elektronischen Geräte wie beispielsweise MP3-Player oder Laptops benötigen aber Gleichspannungen als Energiequellen. Die Umsetzung von Gleichspannungen kann über eine elektronische Linearregelung oder durch einen getakteten Gleichstromsteller, der auch Schaltnetzteil<sup>1</sup> genannt wird, erfolgen.

In der klassischen Bauweise realisiert man eine Gleichspannungsquelle in dem man eine Wechselspannung zuerst transformiert, dann gleichrichtet und anschließend mit einem Siebkondensator glättet. Häufig wird die Ausgangsgleichspannung noch durch eine zusätzliche elektronische Regelschaltung (RS) stabilisiert (s.Bild 4.1).



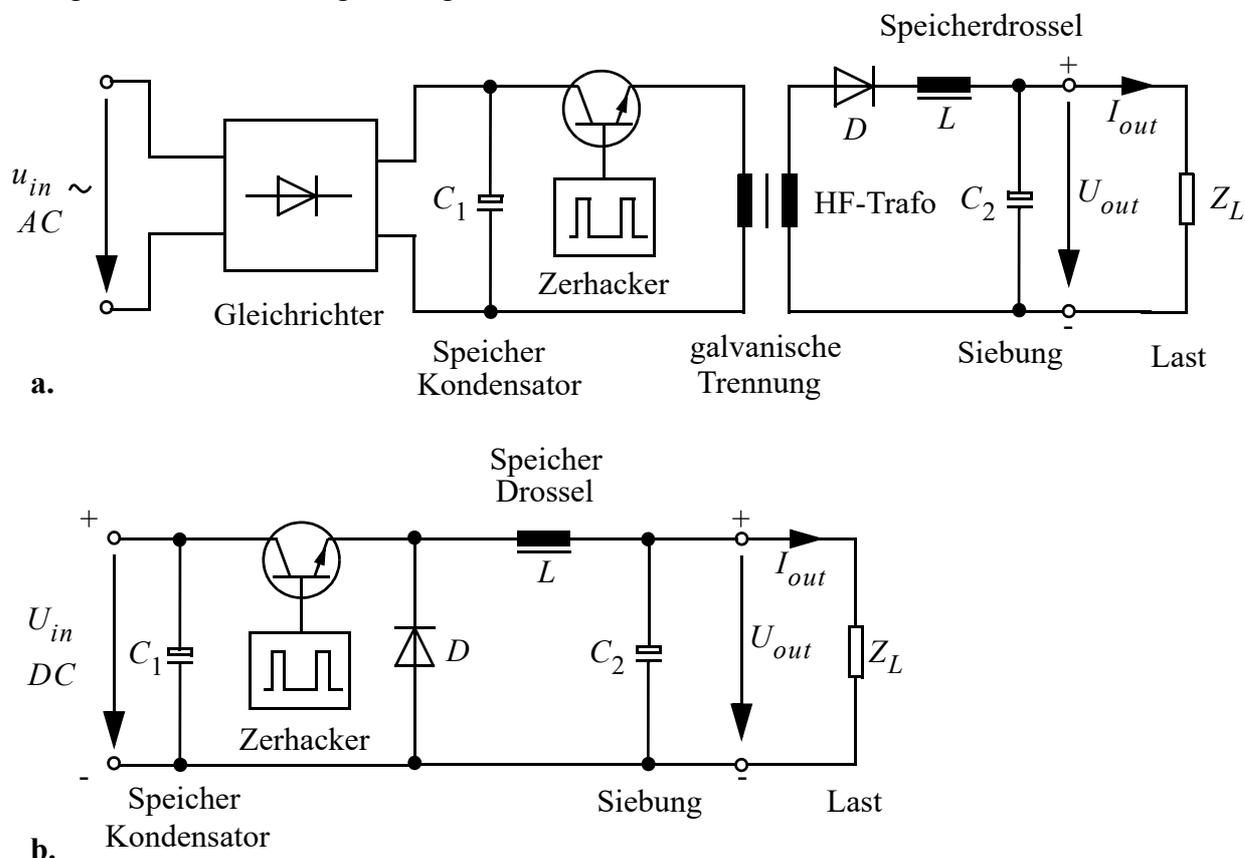
**Bild 4.1** Prinzipschaltung eines konventionellen 50Hz Netzteiles mit Längsregelung

Die elektronische Linearregelung besteht im wesentlichen aus einem gesteuerten Leistungstransistor, der über die Kollektor-Emitter-Strecke (bei Fets Drain-Source) das "Zuviel an Spannung aufnehmen" muss, um die konstante Ausgangsspannung  $U_{out}$  zu erzielen. Dieses Zuviel an Spannung ( $U_{CE}$ ), multipliziert mit der vom Verbraucher  $Z_L$  geforderten Stromstärke  $I_{out}$ , kann zu einer beträchtlichen Verlustleistung im Transistor führen, die in Wärme umgewandelt wird und abgeführt werden muss. Die Nutz- und Verlustleistung muss vom Transformator geliefert werden, der dadurch entsprechend groß dimensioniert sein muss.

<sup>1</sup> engl.: switched mode power supply

Der Vorteil der Linearregelung liegt in der sehr schnellen Ausregelung bei Lastwechseln und der sehr geringen Restwelligkeit der Ausgangs-Gleichspannung.

“Schaltnetzteil” ist ein Überbegriff. Ein Schaltnetzteil besteht prinzipiell aus einem Zerschalter, der eine Gleichspannung in eine rechteckförmige Wechselspannung relativ hoher Frequenz (20kHz-100kHz) umwandelt (s. Bild 4.2). Die dazu primärseitig benötigte Gleichspannung wird durch Gleichrichten und Sieben einer transformierten Netzspannung oder direkt aus dem 230V Netz gewonnen. Man unterscheidet zwischen primär und sekundär getakteten Schaltnetzteilen. Sekundär getaktete Schaltnetzteile weisen keine galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang auf. Beim primär getakteten Schaltnetzteil erfolgt die Zerschaltung auf der Primärseite eines Hochfrequenz-Transformators wodurch eine galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang entsteht. Der Unterschied zum klassischen 230V/50Hz Transformator besteht darin, dass bei gleicher Leistung die benötigte Induktivität umgekehrt proportional zur Frequenz ist. D. h. je größer die Schaltfrequenz, desto kleiner und leichter fällt der Hochfrequenz-Transformator aus. Beim sekundär getakteten Schaltnetzteil wird kein HF-Transformator eingesetzt, da davon ausgegangen wird, dass keine galvanische Trennung benötigt wird.



**Bild 4.2** Beispiel eines primär (a.) und sekundär (b.) getakteten Schaltnetzteils

Durch den Zerschalter wird der Eingangsquelle periodisch Energie entnommen und dem Ausgang zugeführt. Während der Entnahmephase wird der Schalttransistor vollständig durchgeschaltet um die Verlustleistung im Transistor möglichst gering zu halten. Da die Ausgangsspannung in der Regel eine Gleichspannung ist, muss die Energielieferung zwischen den Entnahmephase durch Energiespeicher überbrückt werden. Dies geschieht durch den Kondensator  $C_2$  und die Speicherdrossel  $L$ .

Schaltnetzteile haben folgende Vorteile:

- geringes Gewicht und geringes Volumen

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

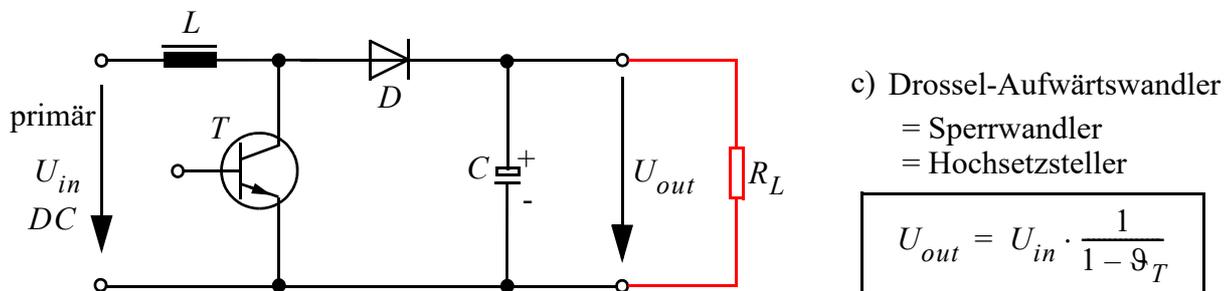
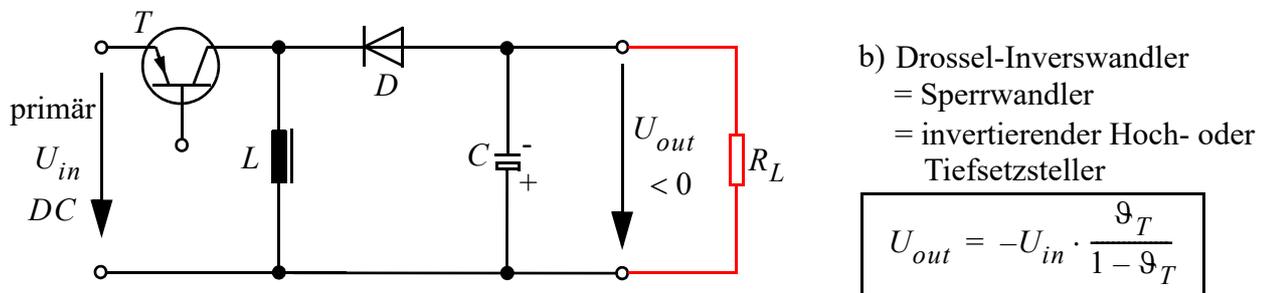
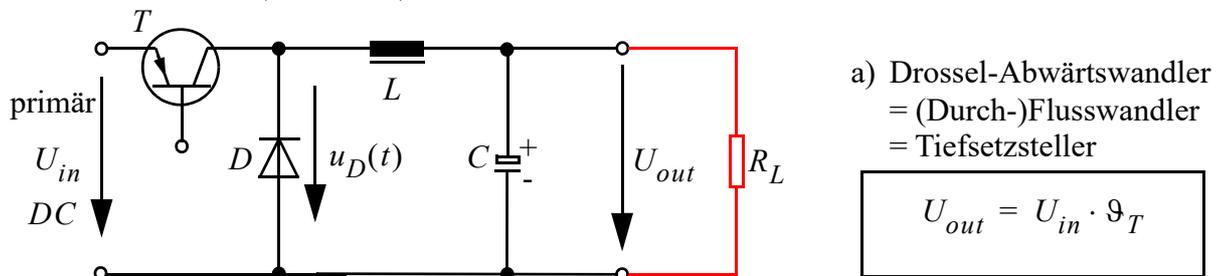
- hoher Wirkungsgrad von etwa 70 bis 95%
- relative Unempfindlichkeit gegen Eingangs-/Netzspannungsschwankungen

Aber es gibt auch Nachteile bei Schaltnetzteilen:

- größerer Schaltungsaufwand
- in der Regel, besonders bei niedriger Schaltfrequenz, große Ausgangswelligkeit
- Störstrahlung in die Umgebung durch den Zerschneider (EMV-Problem)
- Impulsbelastung der Eingangsquelle (Dies mögen die Energieversorger nicht, insbesondere wenn es sich um Steller großer Leistung handelt.)

Im Folgenden werden ausschließlich **sekundär getaktete** Schaltnetzteile betrachtet.

Der Überbegriff Schaltnetzteil beinhaltet begrifflich die in der Energietechnik als Gleichspannungs- oder Gleichstromsteller bezeichnete Elektronik. Für diese Steller bzw. Drosselwandler sind prinzipiell drei Schaltungsvarianten möglich, wobei zwischen **Durchflusswandlern** und **Sperrwandlern** unterschieden wird (s. Bild 4.3).



**Bild 4.3** Verschiedene Typen von Drosselwandlern

Sperrwandler übertragen die Energie von der Primärseite zur Sekundärseite während der Sperrphase des Transistors. Durchflusswandler übertragen die Energie während der Transistor leitet.

### 4.3 Prinzip des Durchfluss- oder Drossel-Abwärtswandlers (Tiefsetzsteller)

Wird die primäre Gleichspannung durch den Steller betragsmäßig erhöht, so spricht man von einem **Hochsetzsteller**, wird sie betragsmäßig verringert, spricht man von einem **Tiefsetzsteller**.

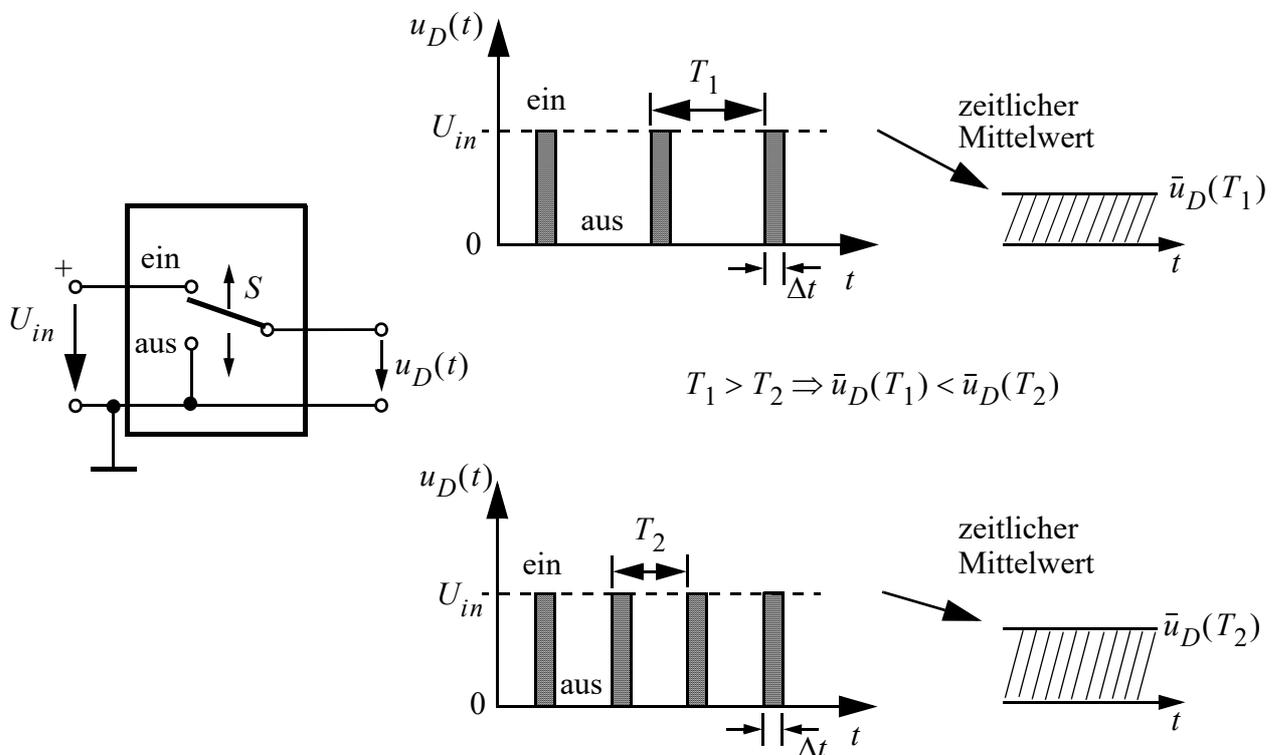
In diesem Laborversuch werden die Grundlagen der prinzipiellen Realisierung von Drossel-Abwärts- und Inverswandlern erläutert. Es wird nicht auf die Aspekte einer Rückkopplung zur Regelung der Ausgangsspannung eingegangen.

Bei allen Schaltwandlern muss ein schnelles Umschalten des Transistors gegeben sein, da während der Umschaltphase die Verluste im Transistor am größten sind. **Bei zu langsamer Umschaltung kann der Transistor thermisch zerstört werden.**

### 4.3 Prinzip des Durchfluss- oder Drossel-Abwärtswandlers (Tiefsetzsteller)

Bild 4.4 zeigt die Beziehung zwischen Schaltfrequenz und Ausgangsspannung beim Tiefsetzsteller<sup>1</sup>. Der Schalter  $S$  stellt den Leistungstransistor dar. Das Schaltungsprinzip besteht darin, dass der Schalter  $S$  die Eingangsspannung  $U_{in}$  jeweils für kurze Zeiten  $\Delta t$  voll durchschaltet. Bei getaktetem Schaltbetrieb ist dann die mittlere Ausgangsspannung  $\bar{u}_D$  nach dem Schalter  $S$  kleiner als die Eingangsgleichspannung  $U_{in}$  vor dem Schalter. Der zeitliche Mittelwert  $\bar{u}_D$  ist so zwischen den Werten  $u_D = U_{in}$  (Schalter permanent geschlossen) und  $u_D = 0V$  (Schalter permanent geöffnet) steuerbar. In der Schaltung nach Bild 4.4 wird die **Frequenz** der Impulse  $u_D(t)$  gesteuert. Man spricht daher auch von **Impulsfrequenzmodulation**.

**Bei gleichbleibender Impulsbreite  $\Delta t$  steigt mit wachsender Impulsfrequenz  $f = 1/T$  auch der zeitliche Mittelwert der Ausgangsspannung  $\bar{u}_D$ .**



**Bild 4.4** Prinzip eines Tiefsetzstellers mit Impulsfrequenzmodulation

<sup>1</sup> engl.: buck-converter

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Wird die Schaltfrequenz konstant gehalten und die Impulsweite variiert, so spricht man von **Pulsdauer- bzw. Pulsweitenmodulation**. Dieses Verfahren ist in Bild 4.5 dargestellt.

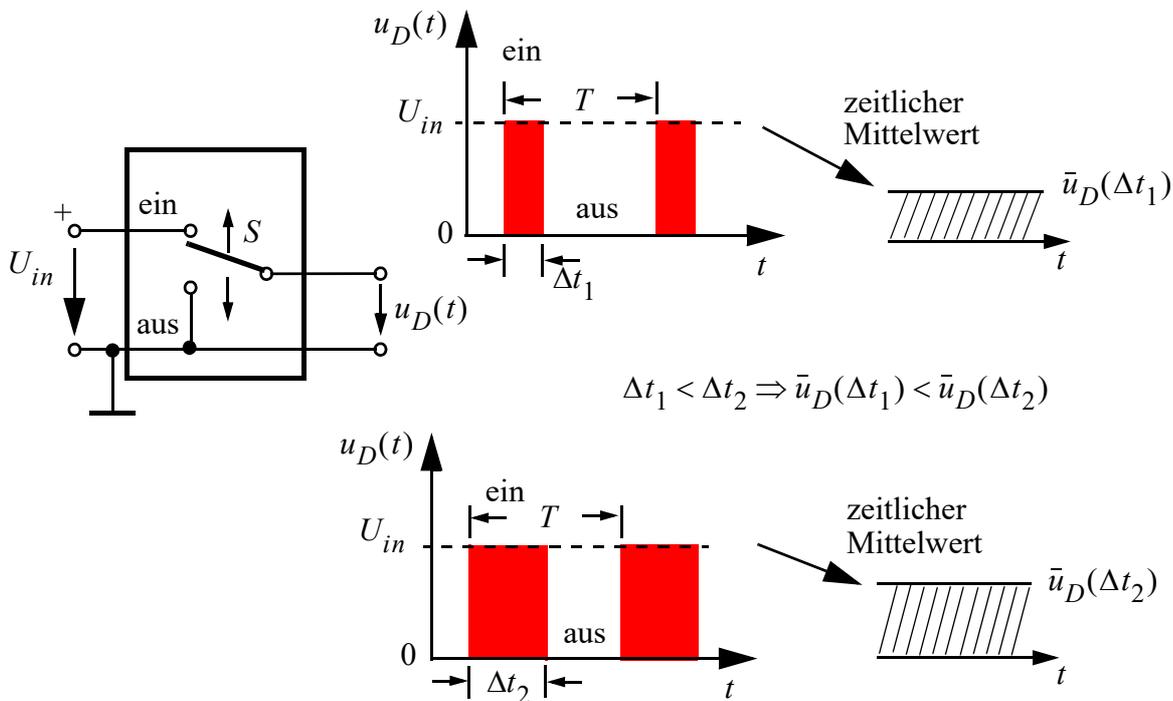
Auch hier können alle Werte zwischen 0V und  $\bar{u}_D = U_{in}$  eingestellt werden.

Die in Bild 4.4 und Bild 4.5 angedeutete Mittelwertbildung der Gleichspannung aus der jeweiligen Impulsfolge kann durch Zwischenschalten eines Tiefpasses erfolgen.

Mathematisch wird der zeitliche Mittelwert wie folgt gebildet:

$$\bar{u}_D = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0+T} u_D(t) dt \quad \text{Gl. (4.1)}$$

Hierbei stellt  $T$  die Periodendauer des periodischen Vorgangs dar.



**Bild 4.5** Prinzip eines Tiefsetzstellers mit Pulsweitenmodulation

#### 4.3.1 Siebwirkung durch ein L-R-Tiefpass

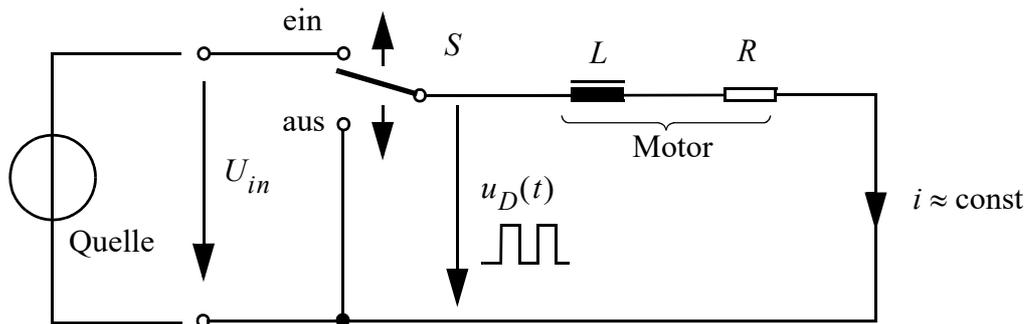
In der Energietechnik werden oft Motoren an einen Gleichspannungssteller angeschlossen. Die Motorimpedanz lässt sich in guter Näherung als Serienschaltung aus der Wicklungsinduktivität  $L$  und dem Wicklungswiderstand  $R$  modellieren. Bild 4.6 zeigt das Prinzipbild. Beobachtet man den Strom  $i$ , der durch die Anordnung fließt, so erkennt man, dass dieser unter bestimmten Bedingungen nahezu konstant ist. D. h. die Motorwicklung übt selbst eine integrierende Wirkung aus.

### 4.3 Prinzip des Durchfluss- oder Drossel-Abwärtswandlers (Tiefsetzsteller)

Die nachfolgende Erklärung bedient sich bewusst nicht der exakten, mathematischen Zusammenhänge, sondern baut mehr auf einer qualitativen Erläuterung der Vorgänge auf. Die quantitative Beschreibung verläuft analog der Beschreibung des R-L-Gliedes aus dem Versuch “Einführung in die Oszilloskopmesstechnik”, auf den an dieser Stelle verwiesen sei!

#### Erklärung:

Befindet sich der Schalter in der Position “ein”, so liefert die Quelle den Strom  $i$  durch die Spule  $L$  und den Widerstand  $R$ . Der Strom steigt, bedingt durch die Spule, nicht sprunghaft an, sondern nach einer Exponentialfunktion bis zu seiner Maximalgröße  $I_{max} = U_{in}/R$ .



**Bild 4.6** Siebwirkung an einem L-R-Glied

Der Stromfluss bewirkt weiterhin den Aufbau der magnetische Feldenergie  $W_m = 0.5 \cdot L \cdot (I_{max})^2$  in der Spule. Wird nun der Schalter in die Position “aus” gebracht, so bricht der Stromfluss nicht unmittelbar darauf ab, da die in der Spule gespeicherte Energie den Stromfluss aufrecht erhält bis die gesamte magnetische Feldenergie wieder abgebaut ist. Während der Abbauphase fällt der Strom ebenfalls nach einer Exponentialfunktion. Wird nun der Schalter vor dem Abbau der kompletten Feldenergie wieder in die “ein” Position gebracht, beginnt der Zyklus von neuem und man erhält einen kontinuierlichen Stromfluss  $i$ .

#### Voraussetzung:

Die in der Spule gespeicherte Energie muss groß genug sein, um den Zeitraum zu überbrücken während der Schalter in der Position “aus” steht. Mathematisch formuliert: Die Zeitkonstante  $\tau = L/R$  ist hinreichend groß gegenüber der Periodendauer  $T$  der Schaltfrequenz.

Der Einfluss der Zeitkonstante auf die Ausgangsspannung wird in Bild 4.7 a. und b. verdeutlicht. Man erkennt, dass für  $\tau \ll T$  die Ausgangsspannung  $u_{out}(t)$  den exponentiellen Verlauf zeigt. Für  $\tau \gg T$  schwingt die Ausgangsspannung durch Geradenstücke **angenähert** “dreieckförmig” um den Mittelwert  $\bar{u}$ . Die Ausgangsgleichspannung zeigt also eine **Restwelligkeit**. Um eine möglichst geringe Restwelligkeit zu erhalten ist eine hohe Schaltfrequenz anzustreben.

Verwendet man keine induktive sondern eine rein ohmsche Last, so wird die energiespeichernde Drossel  $L$  Teil des Gleichstromstellers.

Da sich der Umschalter  $S$  schlecht realisieren lässt, behilft man sich mit einer Kombination aus elektronischem Ein/Aus-Schalter in Form des Transistors  $T$  und der Diode  $D$  (s. Bild 4.7 c.). Die Diode

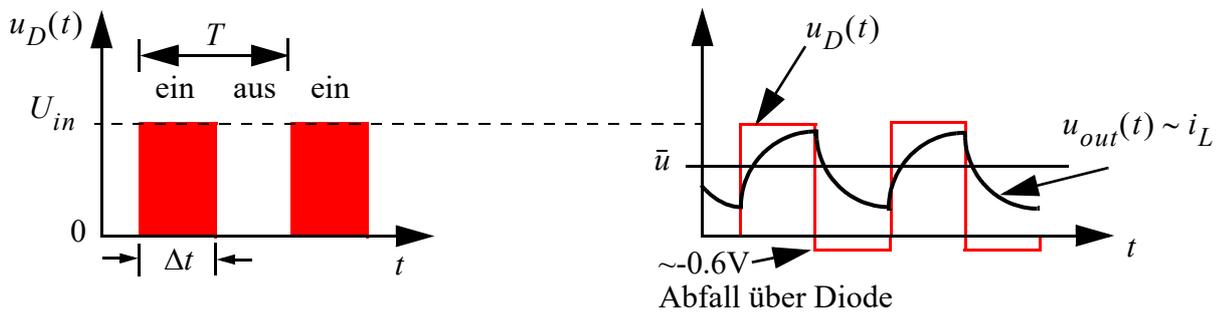
#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

dient dazu, bei geöffnetem Schalter den Spulenstrom aufrecht zu erhalten. Während dieser Betriebsphase leitet die Diode und es lässt sich die Durchbruchspannung von  $|u_D| \sim 0.6V$  über ihr messen.

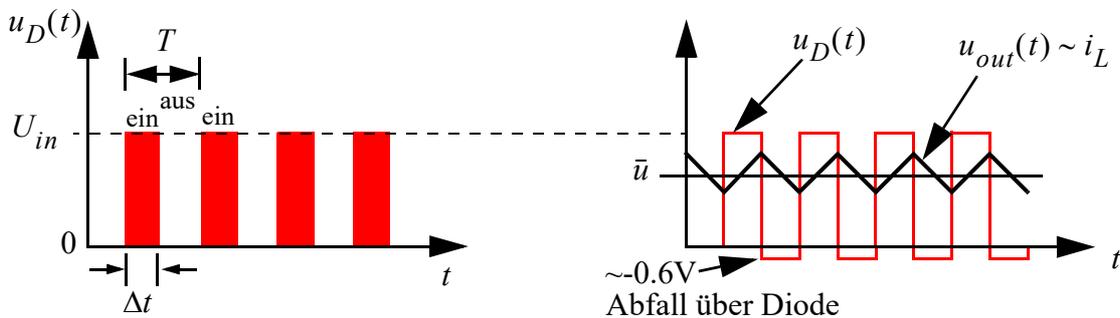
#### Veranschaulichung der Näherung durch Geradenstücke:

In Bild 4.7c. sei der Transistor leitend und ein Strom der Stärke  $i_L = I_0$  fließe durch die Spule  $L$  und den Widerstand  $R$ . Öffnet nun der Transistor, so wird der Stromfluss von der Spule aufrechterhalten, sinkt jedoch gemäß

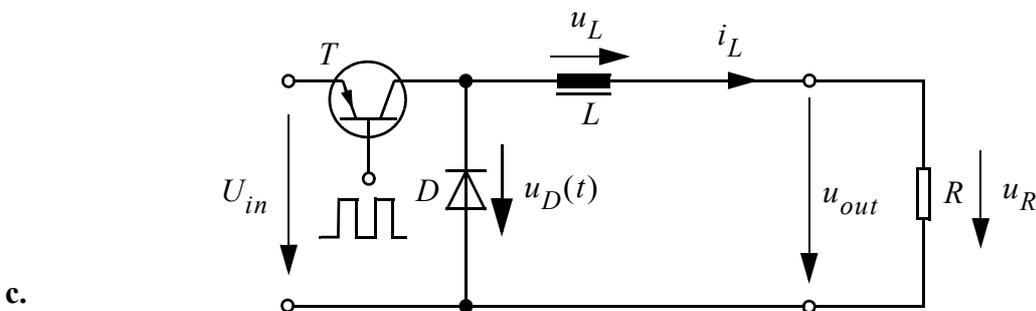
$$i_L(t) = I_0 \cdot e^{-t/\tau} \text{ ab.} \quad \text{Gl. (4.2)}$$



a.  $\tau = L/R \ll T$



b.  $\tau = L/R \gg T$



c.

**Bild 4.7** a. Siebwirkung eines L-R-Gliedes für  $\tau \ll T$ , b. für  $\tau \gg T$   
c. schaltungstechnische Umsetzung

### 4.3 Prinzip des Durchfluss- oder Drossel-Abwärtswandlers (Tiefsetzsteller)

Schließt der Transistor anschließend wieder, steigt die Stromstärke nach der Beziehung

$$i_L(t) = U_R/R \cdot (1 - e^{-t/\tau}) \text{ an.} \quad \text{Gl. (4.3)}$$

Die Exponentialfunktion lässt sich in einer Taylorreihe entwickeln. Aus gängigen Tabellenwerken entnimmt man:

$$e^{-x} = 1 - \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} - \frac{x^3}{3!} + \dots \quad \text{Gl. (4.4)}$$

Substituiert man  $x = t/\tau$ , so liefert dies:

$$e^{-t/\tau} = 1 - \frac{t/\tau}{1!} + \frac{(t/\tau)^2}{2!} - \frac{(t/\tau)^3}{3!} + \dots \quad \text{Gl. (4.5)}$$

Bricht man die Reihe nach dem Term 1. Ordnung ( $e^{-t/\tau} \approx 1 - \frac{t/\tau}{1!}$ ) ab, so wird die Linearisierung ersichtlich.

Gl. (4.2) vereinfacht sich zum abfallenden Geradenstück der Steigung  $-I_0/\tau$ :

$$i_L(t) = I_0 \cdot e^{-t/\tau} \approx I_0 \cdot (1 - t/\tau) \quad \text{bzw.} \quad i_L(t) = -\frac{I_0}{\tau} \cdot t + I_0 \quad \text{für} \quad \tau \gg T. \quad \text{Gl. (4.6)}$$

Analog verläuft die Vereinfachung von Gl. (4.3). Das ansteigende Geradenstück hat die Steigung  $U_R/(R\tau)$ :

$$i_L(t) = U_R/R \cdot (1 - e^{-t/\tau}) \approx (U_R/R)(t/\tau) \quad \text{bzw.} \quad i_L(t) = \frac{U_R}{R\tau} \cdot t \quad \text{für} \quad \tau \gg T. \quad \text{Gl. (4.7)}$$

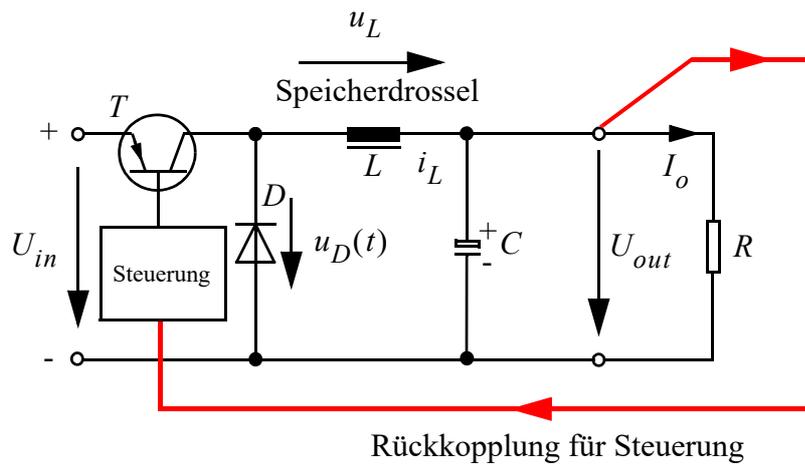
#### 4.3.2 Realisierung des Tiefsetzstellers (Drossel-Abwärtswandler)

Bild 4.8 auf Seite 12 zeigt die Realisierung des Tiefsetzstellers. Durch die Verwendung eines Schalttransistors  $T$  mit einem sehr kleinen Durchlasswiderstand  $r_{CE}$  wird sichergestellt, dass nahezu die gesamte Quellspannung  $U_{in}$  auf die Kathode der Diode  $D$  geschaltet wird. Üblicherweise werden hier MosFET Transistoren verwendet. Bei sehr großen Leistungsanforderungen werden mehrere Transistoren parallel geschaltet. Jeder Verdopplung der Transistoranzahl halbiert den Durchlasswiderstand und die entstehende Verlustwärme.

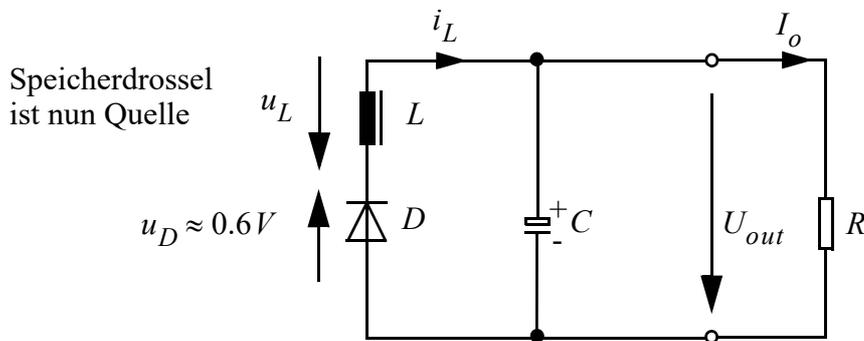
Besonders wichtig für einen effektiven Steller ist die Steuerung. Damit im Transistor möglichst wenig Verlustwärme entsteht, muss der Zustandswechsel (leiten-sperren-leiten-...) sehr schnell erfolgen. Dies erreicht man durch eine Rechtecksteuerung mit schneller Anstiegszeit. Ist die Umschaltphase zu langsam kann dies zur thermischen Zerstörung des Transistors führen.

Leitet der Transistor so liegt an der Drossel die Spannung

$$u_L = U_{in} - U_{out}. \quad \text{Gl. (4.8)}$$



a.



b.

**Bild 4.8** a. Realisierung eines Drossel-Abwärtswandlers.  
b. Ersatzschaltbild während der Transistor sperrt.

Der Strom durch die Drossel steigt, wie bereits beschrieben wurde, fast linear an. Wird der Transistor wieder gesperrt, dann erhält die in der Drossel gespeicherte Energie den Stromfluss über die Diode  $D$  weiter aufrecht (s. Bild 4.8 b.). An der Drossel liegt nun fast die ganze Ausgangsspannung  $U_{out}$  an (genau:  $U_L = U_{out} + u_D$  mit  $u_D \approx 0.6V$ ). Der Drosselstrom nimmt in dieser Sperrphase des Transistors in guter Näherung linear bis zu seinem Ausgangswert ab.

Zur Glättung der Restwelligkeit wird nach der Spule der Siebkondensator  $C$  parallel zur Last geschaltet. Während der Impulspausen kann dadurch die Ausgangsspannung  $U_{out}$  nahezu konstant gehalten werden.

Wird der Drosselstrom  $i_L$  nie zu Null, so befindet sich der Wandler im **Normalbetrieb**. Von **lückendem Betrieb** spricht man, wenn der Spulenstrom zu Null wird. D.h. die komplette, gespeicherte magnetische Feldenergie ist abgebaut.

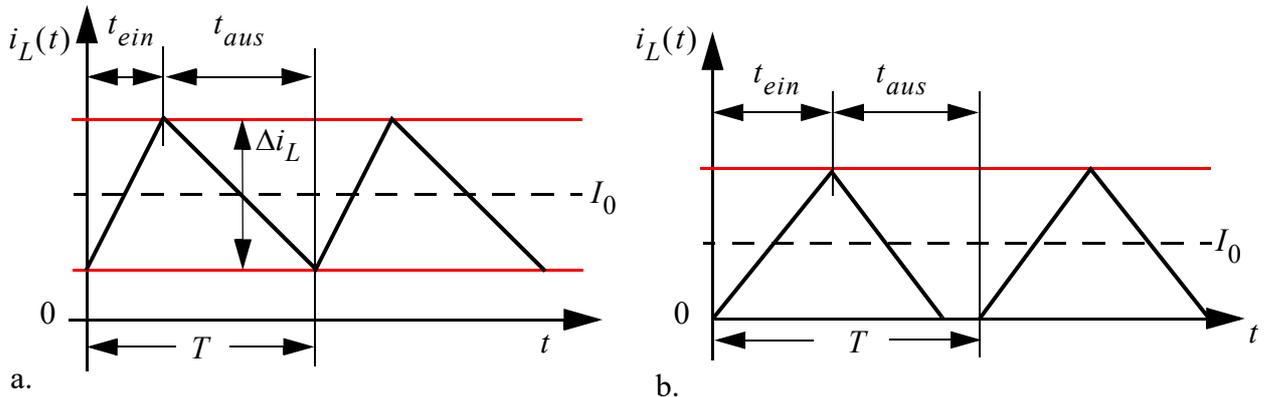
Dies kann z. B. geschehen, wenn bei einer festen Schaltfrequenz die Selbstinduktivität der Drossel zu klein für die angeschlossene Last ist.

### 4.3 Prinzip des Durchfluss- oder Drossel-Abwärtswandlers (Tiefsetzsteller)

Bild 4.9 a. zeigt den Drosselstrom  $i_L$  im Normalbetrieb bei einem mittleren Laststrom  $I_0$ . Der Quotient von Einschaltdauer  $t_{ein}$  und Periodendauer  $T$  wird als **Tastverhältnis**<sup>1</sup> oder **Tastgrad**  $\vartheta_T$  bezeichnet:

$$\boxed{\vartheta_T = t_{ein}/T} \quad \text{Gl. (4.9)}$$

Es ist  $t_{ein} + t_{aus} = T$  mit  $t_{aus}$  als Sperrzeit des Schalttransistors. Bild 4.9 b, zeigt den Fall, dass der Spulenstrom zeitweise zu Null wird (Fachausdruck: der Strom lückt); dieser Zustand sollte bei richtiger Dimensionierung nicht auftreten.



**Bild 4.9** Drosselstrom  $i_L$  in Abhängigkeit von der Zeit.  
a. bei Normalbetrieb und b. bei lückendem Betrieb

#### 4.3.2.1 Bestimmung der Ausgangsspannung des Tiefsetzstellers

Eine besondere Eigenschaft des idealen Kondensators ist, dass der zeitliche Mittelwert des Stromes durch einen Kondensator gleich Null ist. Ein Kondensator kann keinen Gleichstrom übertragen! In analoger Weise verhält es sich bei der Induktivität und der über ihr abfallenden Spannung. Der zeitliche Mittelwert, der an einer idealen Induktivität abfallenden Spannung, muss gleich Null sein.

Wendet man das Induktionsgesetz

$$u_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \approx L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad \text{Gl. (4.10)}$$

auf den Tiefsetzsteller im Normalbetrieb (Bild 4.9 a) an, so liefert dies für den Bereich  $0 < t < t_{ein}$ :

$$|u_L(t_{ein})| = L \cdot \frac{\Delta i_L}{t_{ein}} \quad \text{Gl. (4.11)}$$

Für den Bereich  $t_{ein} < t < T$  erhält man auf analoge Weise:

$$|u_L(t_{aus})| = L \cdot \frac{\Delta i_L}{t_{aus}} \quad \text{Gl. (4.12)}$$

<sup>1</sup> engl.: duty cycle

#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Durch Umformen und Gleichsetzen von Gl. (4.11) und Gl. (4.12) folgt:

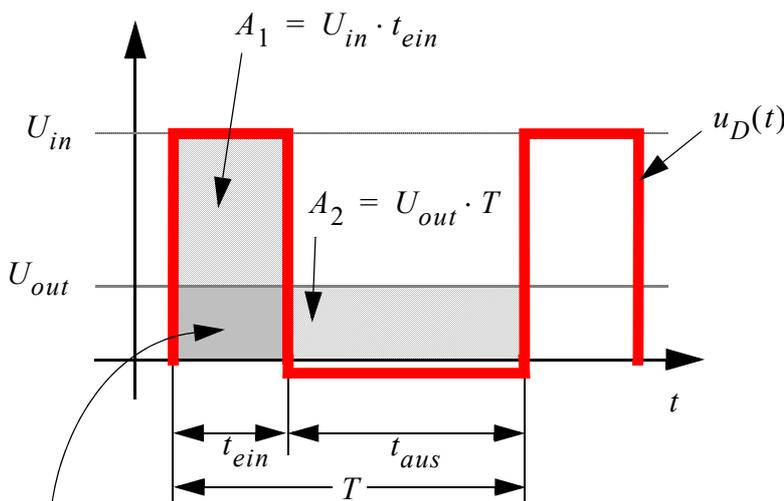
$$|u_L(t_{ein}) \cdot t_{ein}| = |u_L(t_{aus}) \cdot t_{aus}| \quad \text{Gl. (4.13)}$$

D. h. die stromauf- bzw. stromabbauenden Spannungs-Zeit-Flächen der Induktivität müssen die gleichen Beträge haben.

Die Gleichheit der Spannungs-Zeit-Flächen lässt sich auch auf die Eingangs- und Ausgangsspannung des Stromstellers übertragen. In Bild 4.10 ist der zeitliche Verlauf der impulsförmigen Spannung  $u_D(t)$  hinter dem Schalttransistor zusammen mit der mittleren Ausgangsspannung  $U_{aus}$  eingezeichnet.

Für die Spannungs-Zeit-Flächen von Eingangs- und Ausgangsspannung gilt:  $A_1 = U_{in} \cdot t_{ein}$  und  $A_2 = U_{out} \cdot T$ . Dies folgt aus der Mittelwertbildung<sup>1</sup>. Daraus lässt sich die Ausgangsspannung berechnen:

$$U_{in} \cdot t_{ein} = U_{out} \cdot T \quad \text{Gl. (4.14)}$$



Überlappung von A1 und A2

**Bild 4.10** Spannungs-Zeitflächen des Tiefsetzstellers

Umgestellt nach  $U_{out}$  erhält man:

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{t_{ein}}{T} \quad \text{bzw. mit Gl. (4.9):} \quad \boxed{U_{out} = U_{in} \cdot \vartheta_T} \quad \text{Gl. (4.15)}$$

Die Ausgangsspannung ist demnach lastunabhängig und wird nur vom Tastverhältnis und der Größe der Eingangsspannung bestimmt. Je nach Größe des Tastverhältnisses  $\vartheta_T$  lässt sich die Ausgangsspannung  $U_{out}$  an der Last zwischen  $0V$  und der vollen Eingangsspannung  $U_{in}$  einstellen.

<sup>1</sup>. Z. B. für ein Tastverhältnis von 0.5:  $U_{out} = 0.5U_{in}$  oder wenn der Transistor dauerhaft leitet ( $t_{ein} = T$ ):  $U_{out} = U_{in}$ .

### 4.3 Prinzip des Durchfluss- oder Drossel-Abwärtswandlers (Tiefsetzsteller)

#### 4.3.2.2 Abschätzung der Restwelligkeit und Dimensionierung von $L$

Die Welligkeit  $\Delta i_L$  ist von  $L$  abhängig und kann mit Hilfe des Induktionsgesetzes abgeschätzt werden. Ausgehend vom Induktionsgesetz setzt man Gl. (4.8) in Gl. (4.10) ein und stellt nach  $\Delta i_L$  um. Dies liefert

$$\Delta i_L \approx \frac{1}{L} \cdot |U_{in} - U_{out}| \cdot t_{ein} \quad \text{Gl. (4.16)}$$

Ersetzt man nun mittels Gl. (4.14) noch  $t_{ein} = \frac{U_{out}}{U_{in}} \cdot \frac{1}{f}$ , wobei  $f = \frac{1}{T}$  ist, ergibt sich:

$$\boxed{\Delta i_L \approx \frac{1}{L} \cdot |U_{in} - U_{out}| \cdot \frac{U_{out}}{U_{in}} \cdot \frac{1}{f}} \quad \text{Gl. (4.17)}$$

Aus Gl. (4.17) erkennt man, dass die Restwelligkeit umgekehrt proportional zur Schaltfrequenz ist. Die Induktivität  $L$  kann bei gewählter Eingangs- und Ausgangsspannung sowie bei vorgegebener Frequenz  $f$  durch Umstellen von Gl. (4.17) dimensioniert werden. Die Restwelligkeit  $\Delta i_L$  wird dabei mit 5-10% des Laststromes  $I_o$  angesetzt. Eine kleiner gewählte Restwelligkeit führt zu sehr großen Induktivitäten.

## 4.4 Drossel-Inverswandler

Dieser Wandler arbeitet nach dem Sperrwandlerprinzip<sup>1</sup>. Die Energieübertragung zur Last findet während der Sperrphase des Transistors statt.

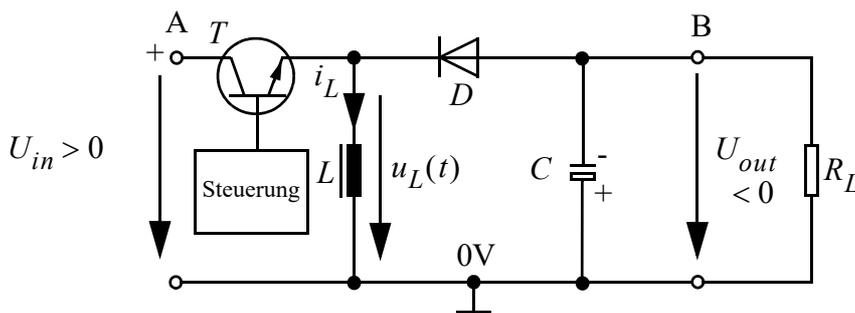
 **Warnung!**

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!

Bild 4.11 zeigt den Aufbau des Drossel-Inverswandlers.

Während der Schalttransistor leitet und die **Diode sperrt**, baut sich der Strom durch die Drossel und die induktive Energie in der Drossel auf. Anschließend wird während der Sperrphase des Schalttransistors die Energie der Drossel über die jetzt leitende Diode an den Lastwiderstand abgegeben.

Ist der Lastwiderstand sehr hochohmig so entstehen sehr hohe Ausgangsspannungen, damit der Stromfluss gemäß dem ohmschen Gesetz aufrecht erhalten wird. Fehlt der Lastwiderstand komplett, kann die Drossel ihre Energie nicht abgeben. Die **Ausgangsspannung steigt so hoch** bis ein Weg gefunden wird die Energie abzubauen. Das kann über den parasitären Widerstand des angeschlossenen Siebkondensators oder über die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors erfolgen. Der Transistor kann dadurch zerstört werden. Im Extremfall, wenn der Plus und Minuspol der Ausgangsspannung nur wenige Millimeter voneinander entfernt liegen, kann es auch zum Funkenüberschlag kommen.



**Bild 4.11** Prinzipschaltbild des Drossel-Inverswandlers

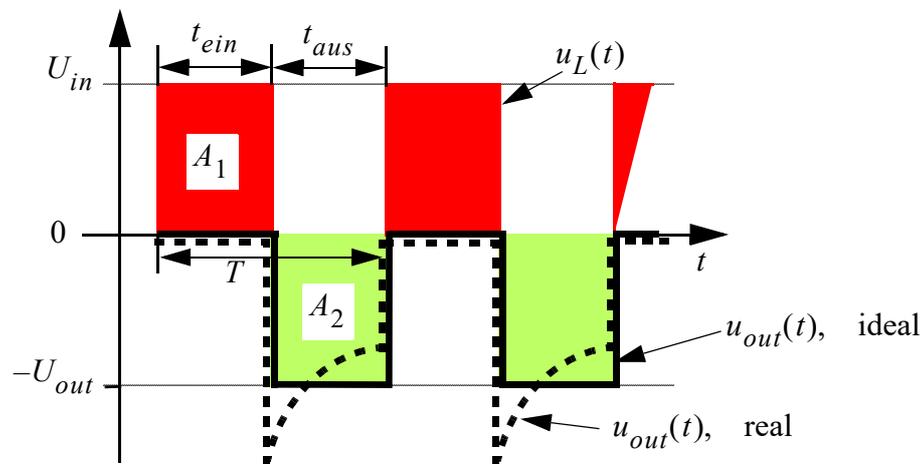
Der Drossel-Inverswandler zeichnet sich dadurch aus, dass er aus einer positiven Eingangsspannung  $U_{in}$  (der Punkt A liegt bezüglich des 0V Potentials auf dem positiven Potenzial  $+U_{in}$ ) eine **negative** Ausgangsspannung  $U_{out}$  erzeugt. Der Punkt B liegt bezüglich des 0V Potentials auf dem negativen Potenzial  $U_{out} < 0$ .

<sup>1</sup> engl.: flyback-converter

Wie beim Tiefsetzsteller lässt sich auch hier die Ausgangsspannung als Funktion von Tastverhältnis und Eingangsspannung aus den Spannungs-Zeit-Flächen  $A_1 = U_{in} \cdot t_{ein}$  und  $A_2 = U_{out} \cdot t_{aus}$  herleiten, siehe Bild 4.12. (Der integrierende Kondensator  $C$  in Bild 4.11 ist **nicht angeschlossen**)

Die gestrichelte Kurve in Bild 4.12 entspricht der realen Spannung  $u_{out}(t)$ . Die durchgezogene Kurve um die Rechtecke  $A_2$  entspricht der idealisierten Spannung  $u_{out}(t)$ , die im Folgenden betrachtet wird. Das Gleichsetzen der Spannungs-Zeit-Flächen liefert:

$$A_1 = U_{in} \cdot t_{ein} = -U_{out} \cdot t_{aus} = A_2 \quad . \quad \text{Gl. (4.18)}$$



**Bild 4.12** Spannungs-Zeitfläche der Spulenspannung  $u_L(t)$  und der Ausgangsspannung  $u_{out}(t)$  des Drossel-Inverswandlers ohne Sieb-Kondensator  $C$ .

Aufgelöst nach  $U_{out}$  ergibt sich:

$$U_{out} = -U_{in} \cdot \frac{t_{ein}}{t_{aus}} \quad . \quad \text{Gl. (4.19)}$$

Ersetzt man nun noch  $t_{aus} = T - t_{ein}$  und erweitert mit  $T/T$  erhält man:

$$U_{out} = -U_{in} \cdot \frac{\frac{t_{ein}}{T}}{1 - \frac{t_{ein}}{T}} \quad . \quad \text{Gl. (4.20)}$$

$t_{ein}/T$  wurde in Gl. (4.9) als Tastverhältnis  $\mathfrak{D}_T$  definiert. Somit lautet das Endergebnis:

$$U_{out} = -U_{in} \cdot \frac{\mathfrak{D}_T}{1 - \mathfrak{D}_T} \quad \text{mit} \quad 0 < \mathfrak{D}_T < 1 \quad .$$

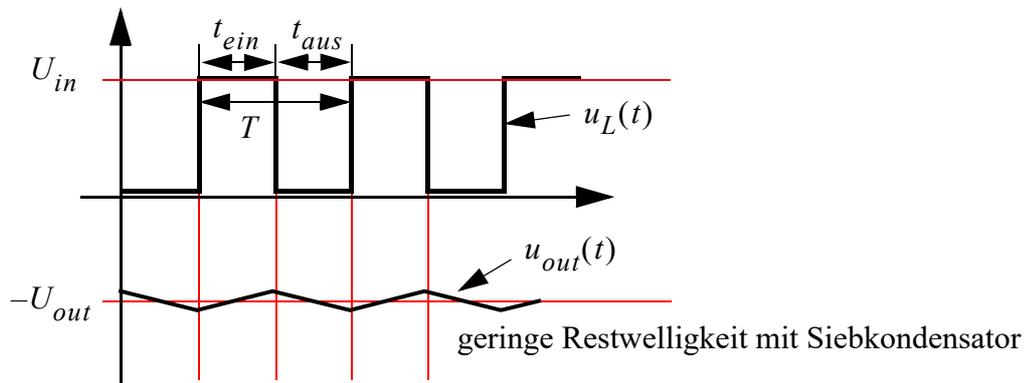
#### 4. Kapitel: Theoretische Grundlagen

Je nach Größe des Tastverhältnisses  $\vartheta_T$  lässt sich die Ausgangsspannung  $|U_{out}|$  an der Last zwischen  $0V$  und einem Vielfachen der Eingangsspannung einstellen.

Das Tastverhältnis  $\vartheta_T = 1$  muss dabei in jedem Fall vermieden werden, da dies zu einem Kurzschluss der speisenden Quelle führt. In der Regel wird dann der Schalttransistor oder die Speicherdrossel des Inverswandlers durch Überlastung zerstört.

Die Ansteuerung des Transistors wird daher meist limitiert auf z.B.  $\vartheta_T = 0.95$ .

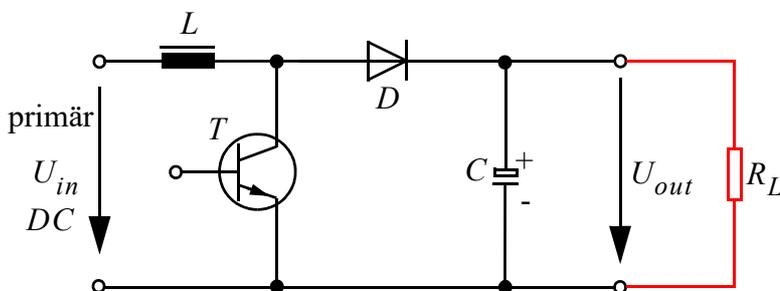
Mit angeschlossenem Siebkondensator erhält man eine nahezu konstante, negative Ausgangsspannung mit geringer Restwelligkeit.



**Bild 4.13** Spannungs-Zeit-Flächen bei angeschlossenem Kondensator

#### 4.5 Drossel-Aufwärtswandler (Hochsetzsteller)

Bild 4.14 zeigt den Drossel-Aufwärtswandler (engl. boost-converter). Er arbeitet wie der Inverswandler nach dem Sperrwandler-Prinzip. Es gelten die selben Überlegungen wie beim Inverswandler. Der Hochsetzsteller wird daher nicht in der kommenden Versuchsdurchführung behandelt.



Drossel-Aufwärtswandler  
= Sperrwandler  
= Hochsetzsteller

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{1}{1 - \vartheta_T}$$

**Bild 4.14** Drossel-Aufwärtswandler

## 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?

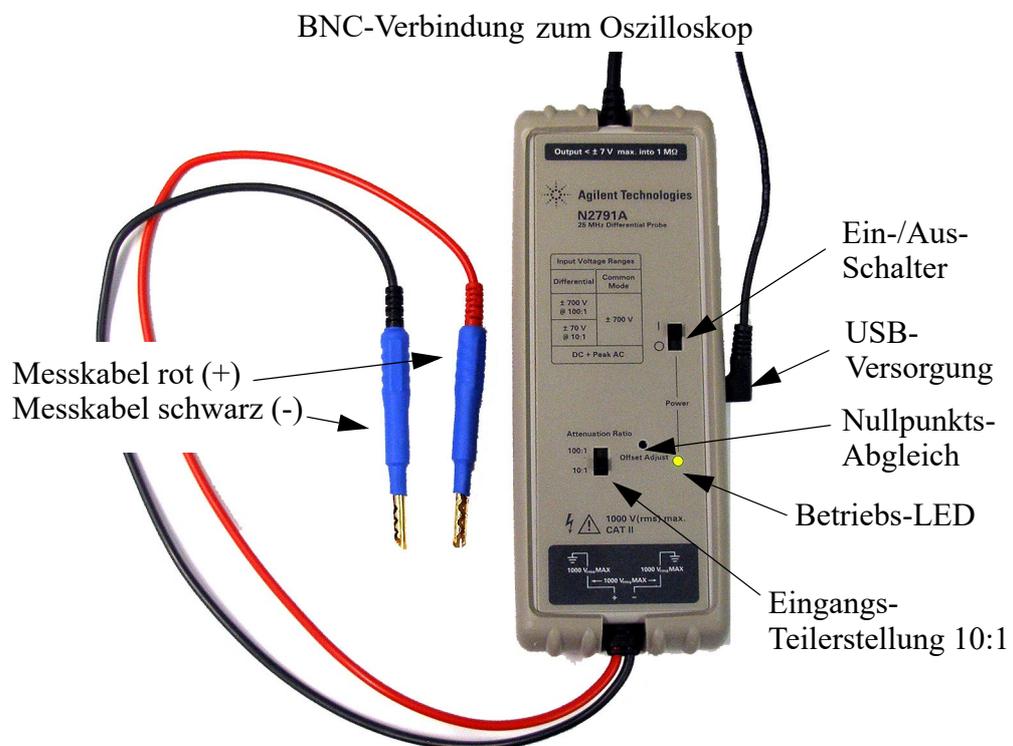
*Antwort:*

**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

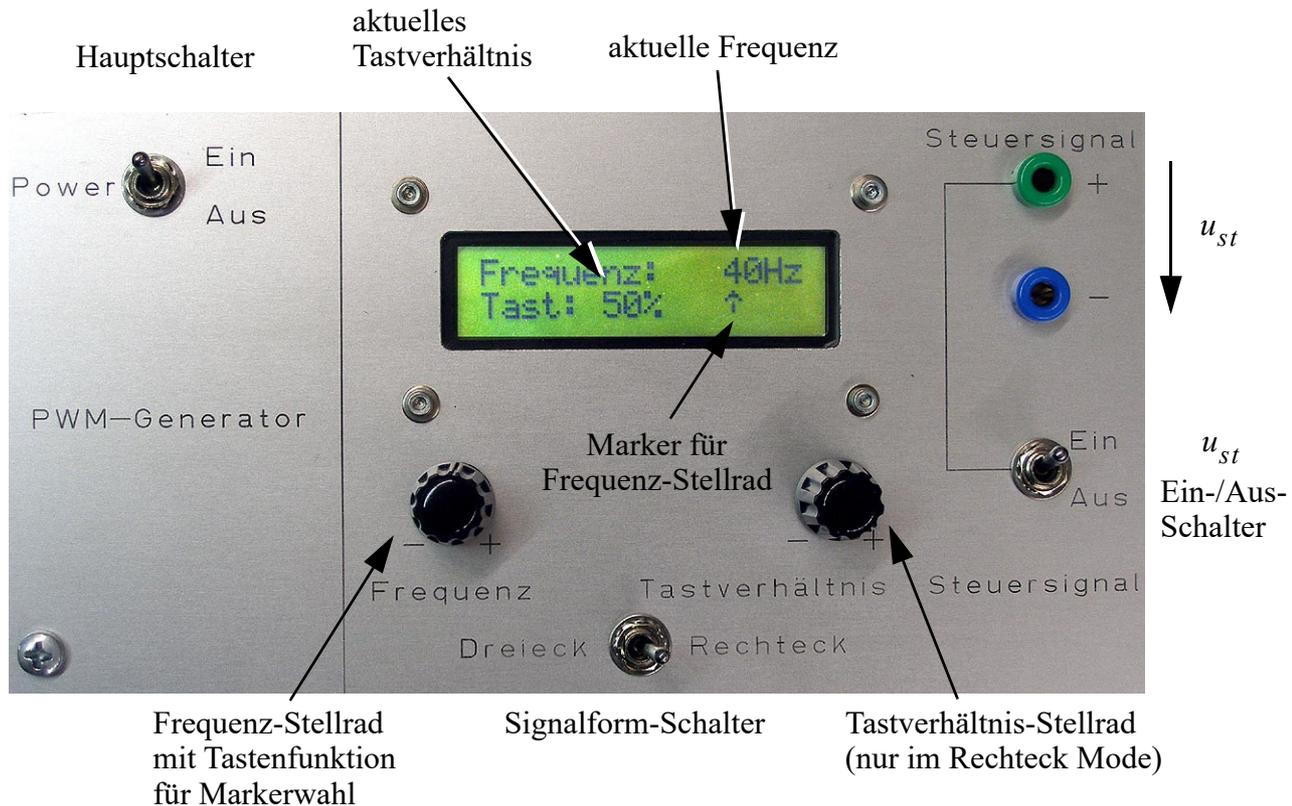
## 5. Kapitel: Durchführung des Versuchs

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.

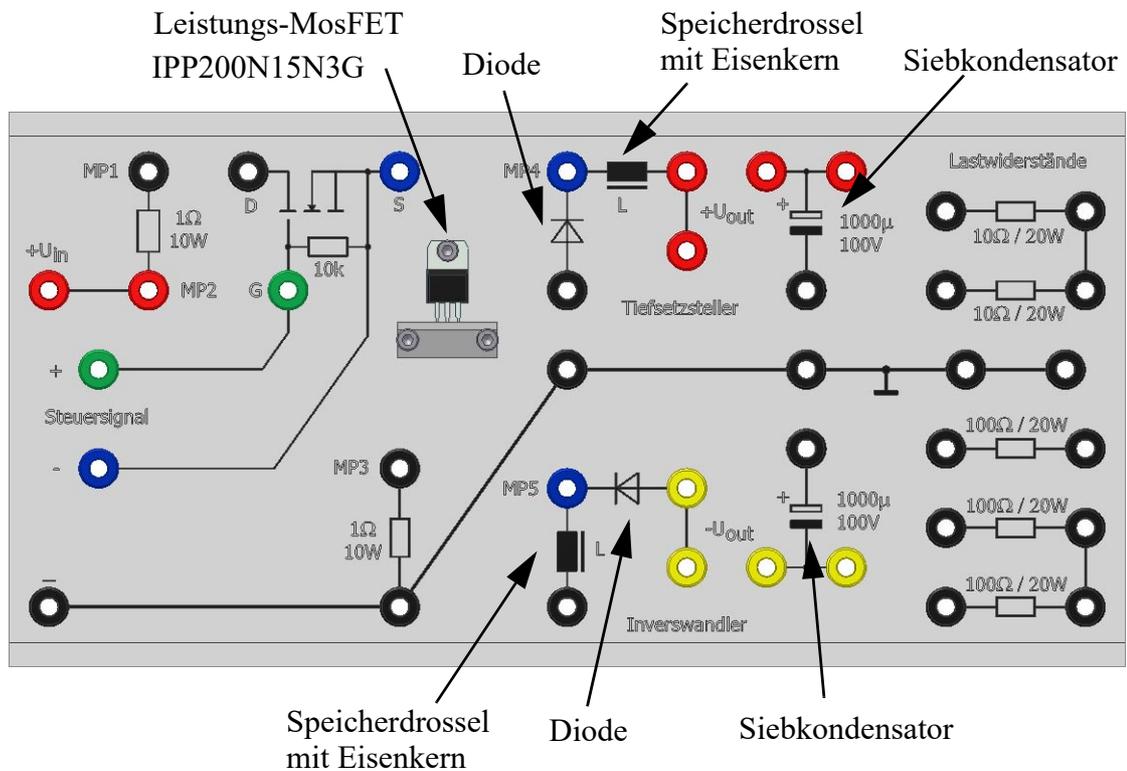


Bild 5.3 Frontplatte der Gleichstromsteller-Box

## 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

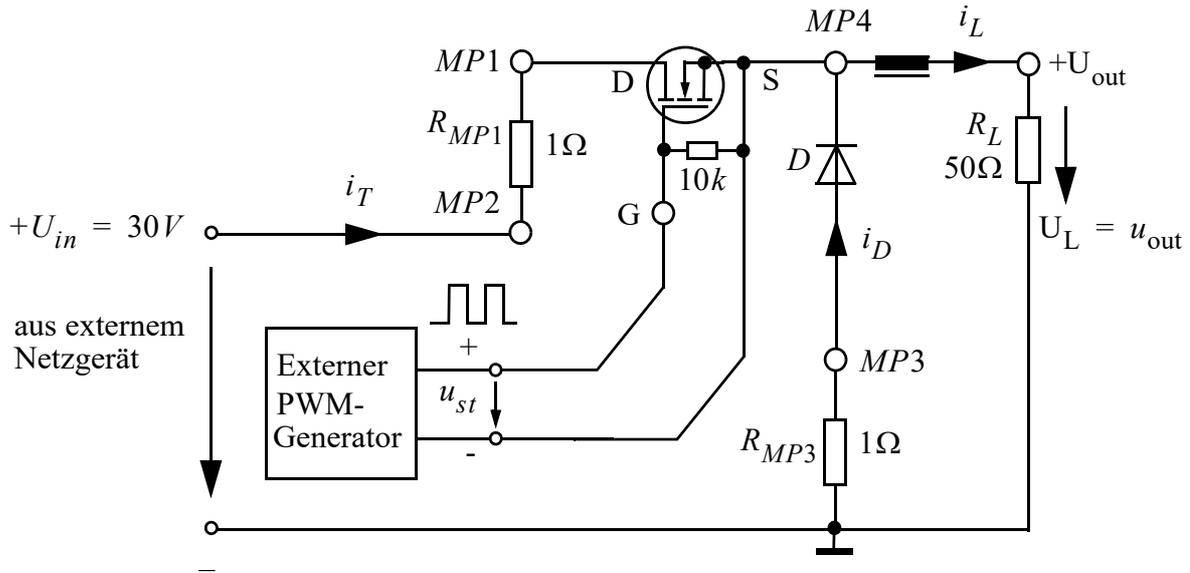
Messen Sie die in der Schaltung Bild 5.4 eingetragenen Ströme  $i_L, i_D, i_T$  mit dem Oszilloskop. Der Spulenstrom  $i_L$  ist proportional zum Spannungsabfall über  $R_L$ , der Diodenstrom  $i_D$  und der Transistorstrom  $i_T$  kann aus der Spannungsmessung über  $R_{MP1}$  und  $R_{MP3}$  bestimmt werden. Durch den Widerstandswert  $1\Omega$  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  $\Delta i_L$  können Sie feststellen?

*Antwort:*

$$\Delta i_L \sim$$

5. Kapitel: Durchführung des Versuchs

**Bild 5.5** Gemessene Ströme  $i_L, i_T, i_D$  bei 50Hz

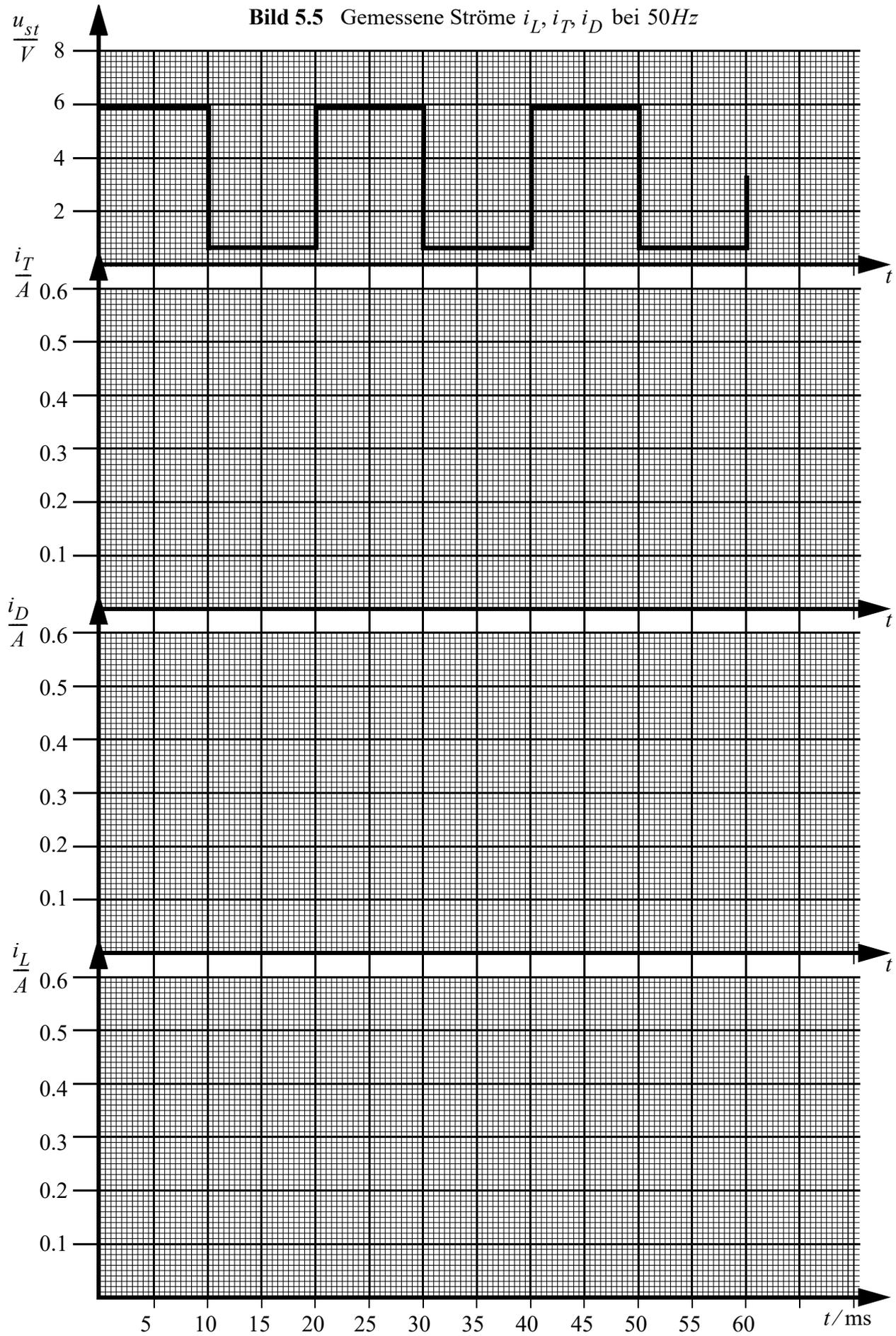
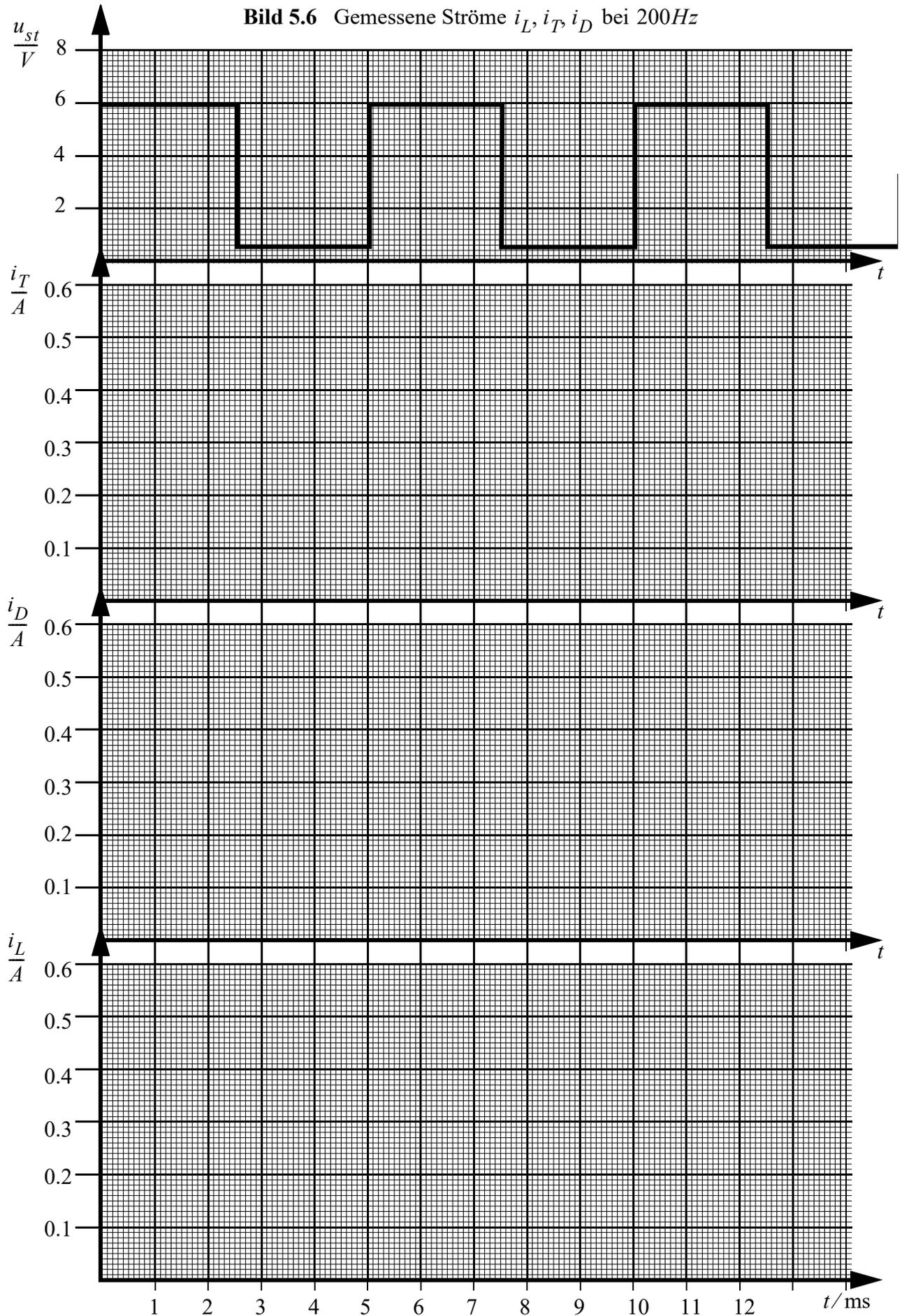


Bild 5.6 Gemessene Ströme  $i_L, i_T, i_D$  bei 200Hz



## 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.

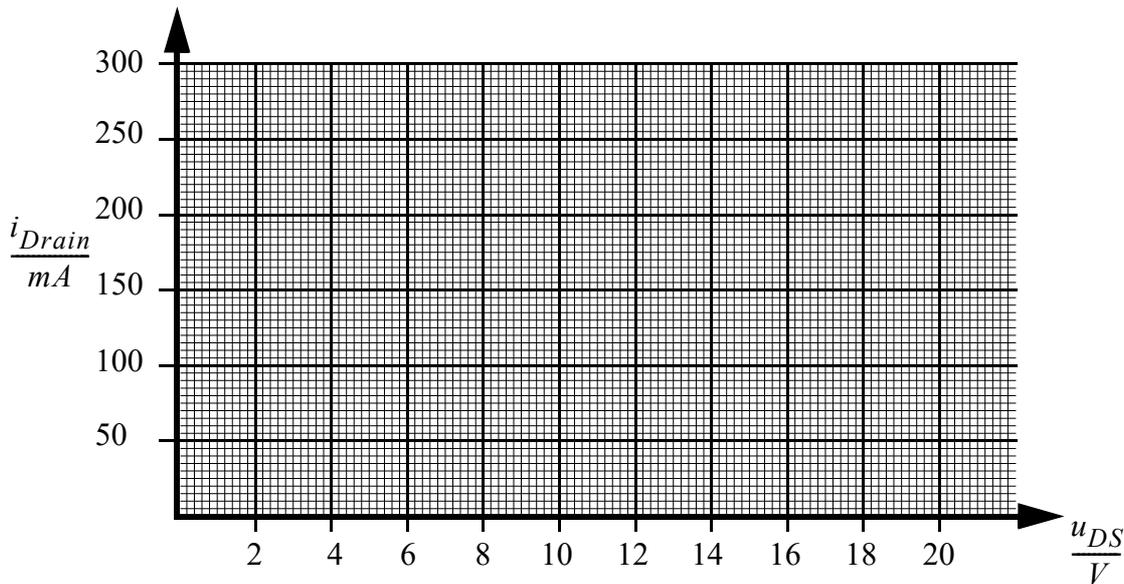
### Hinweise:



- 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.  $2kHz$ . 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.

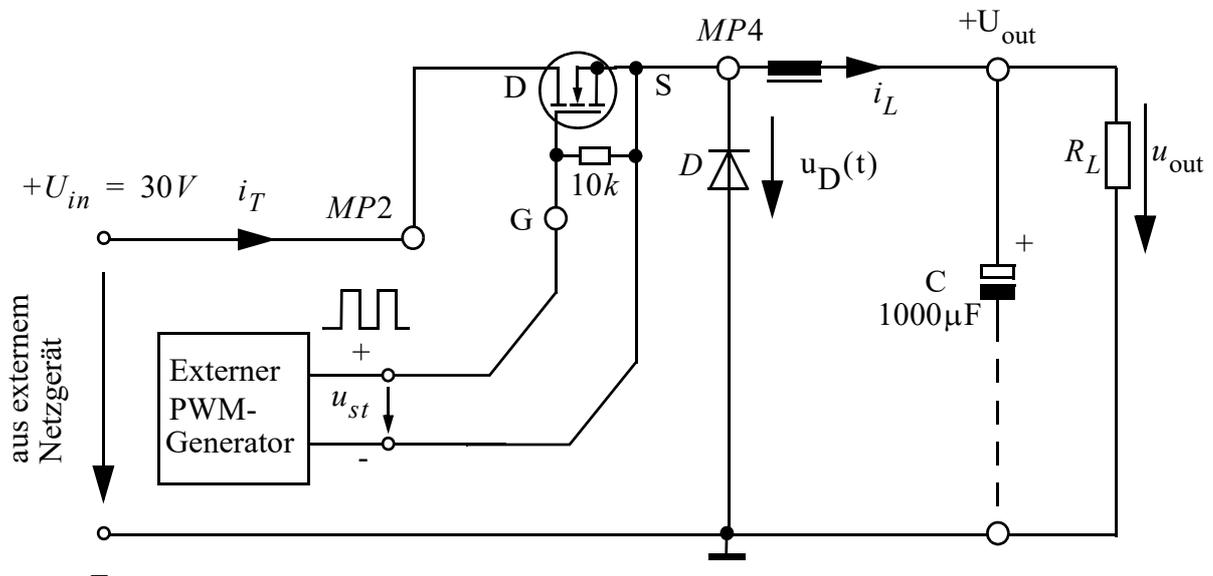
Warum handelt es sich um eine ungeeignete Ansteuerung?

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.

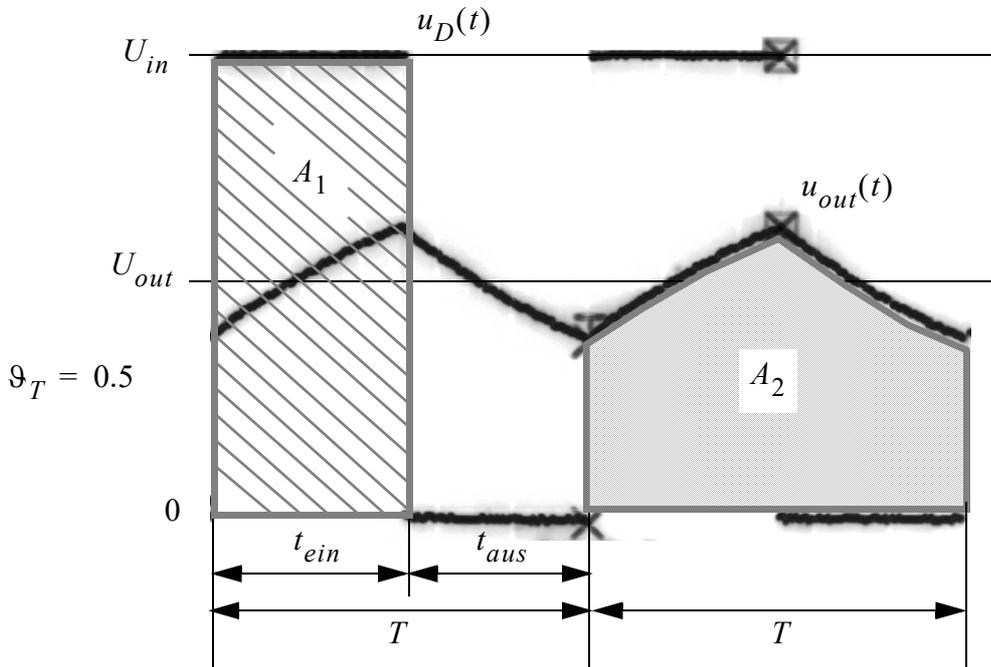


**Bild 5.8** Schaltbild des Tiefsetzstellers

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  $\vartheta_T$ . 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  $u_{out}(t)$

$\vartheta_T$	$A_1 [V \cdot ms]$	$U_{out} [V]$	$A_2 = U_{out} \cdot T [V \cdot ms]$	$A_2/A_1$
20%				
40%				
60%				
80%				

Weshalb können Sie  $A_2$  aus einer Gleichspannungsmessung bestimmen?

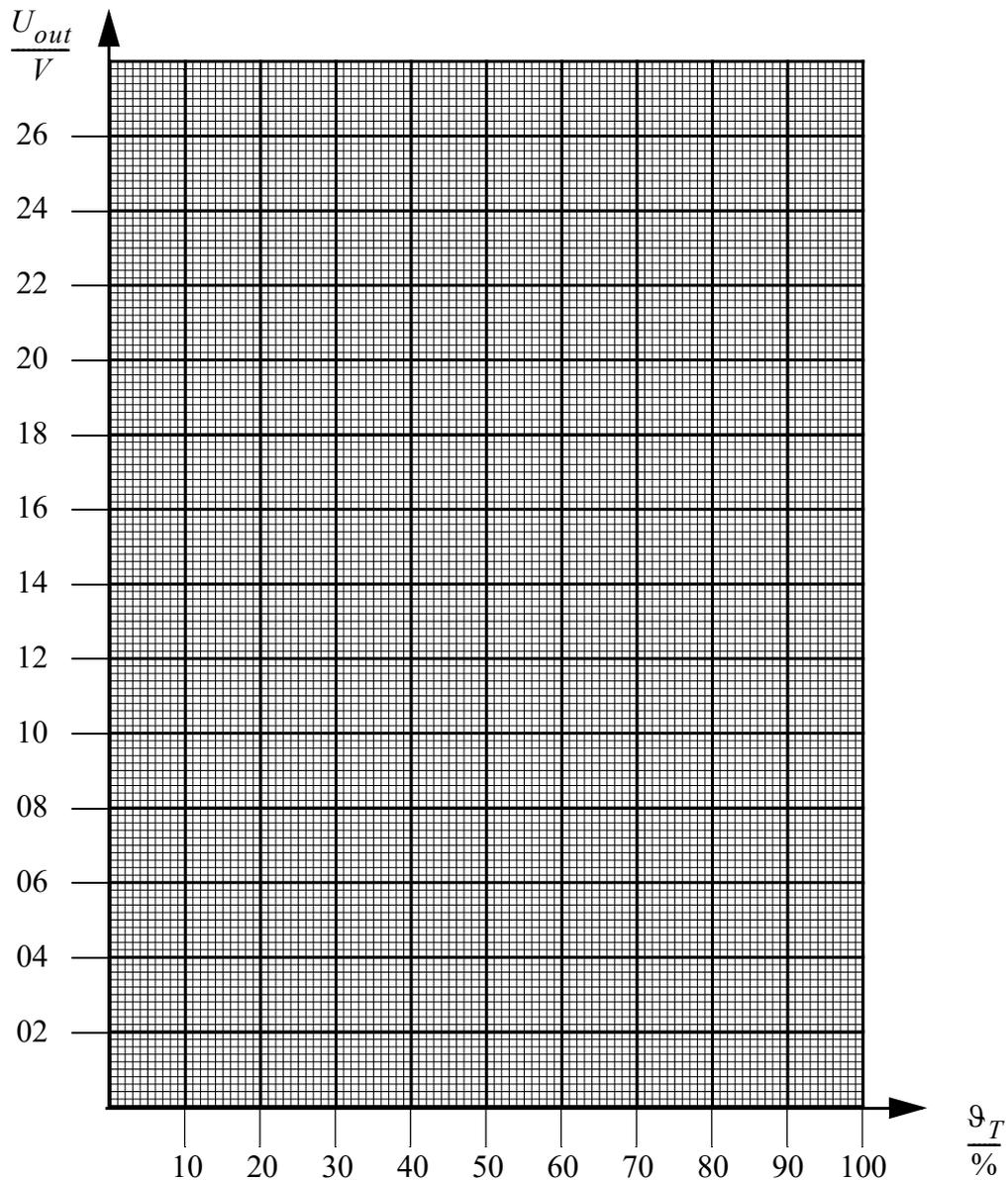
Weshalb ist das Verhältnis von  $A_2/A_1$  kleiner 1?

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:

- $\mathcal{Q}_T = 50\%$ ,  $f = 200\text{Hz}$
- Glättungskondensator  $C$  angeschlossen
- Eingangstrommessung  $I_T$  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:*

$R_L/\Omega$	$U_{in}/V$	$I_T/A$	$P_{in}/W$	$U_{out}/V$	$P_{out}/W$	$\eta = P_{out}/P_{in}$
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.

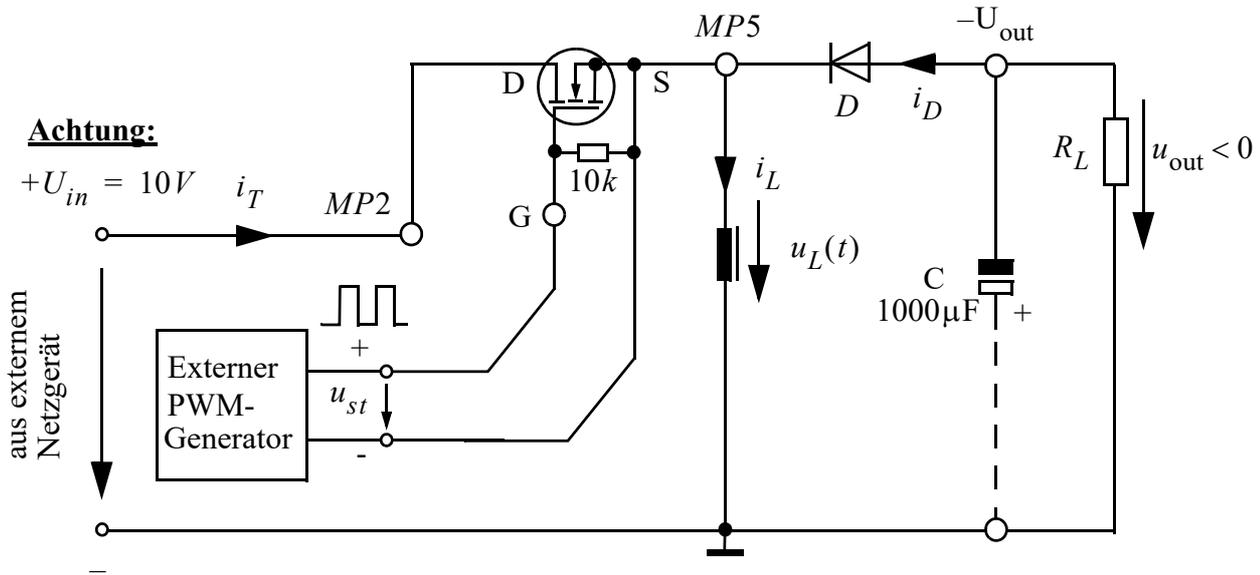


Bild 5.11 Gesamtschaltung des Drossel-Inverswandlers

**!** 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).

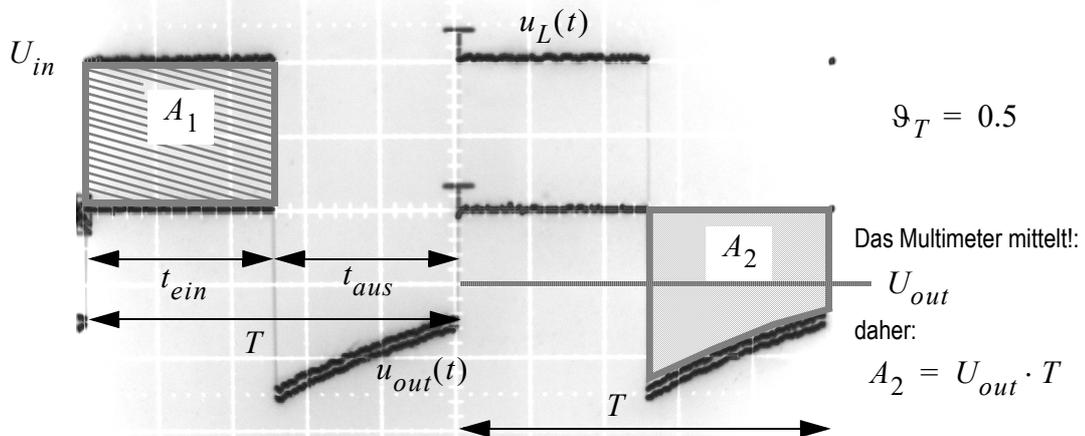


Bild 5.12 Spannungs-Zeit-Flächen des Drossel-Inverswandlers

### 5.12 Aufgabe 8: Drossel-Inverswandler ohne Glättungskondensator

Überprüfen Sie, wie sich bei verschiedenen Tastverhältnissen  $\vartheta_T = t_{ein}/T$  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**  $U_{out} = \bar{u}_{out}$  anzeigt. Die Spannungs-Zeitfläche  $A_2$  (s. auch Bild 5.12) berechnet sich daher zu  $A_2 = U_{out} \cdot T$ .

$\vartheta_T$	$A_1 [V \cdot ms]$	$U_{out} [V]$	$A_2 =  U_{out} \cdot T  [V \cdot ms]$	$A_2/A_1$
20%	10			
40%	20			
60%	30			
80%	40			

Das Verhältnis der Spannungs-Zeitflächen beim Inverswandler ist deutlich kleiner als beim Tiefsetzsteller.

Was sagt dies über den Wirkungsgrad des Inverswandlers aus?

*Antwort:*

Welchen Maximalwert  $|u_{out}|_{max}$  (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:*

$$|u_{out}|_{max} = \underline{\hspace{10em}}$$

### 5.13 Aufgabe 9: Drossel-Inverswandler mit Glättungskondensator

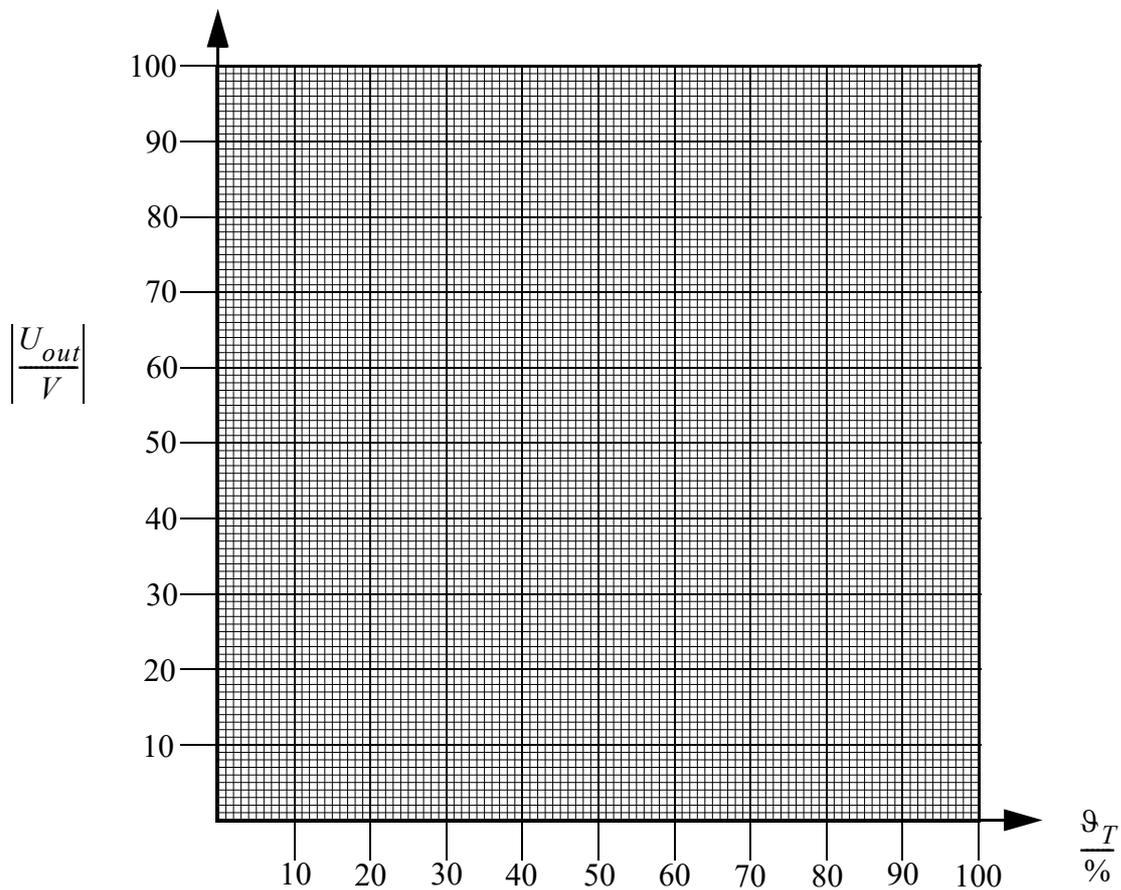
Schließen Sie nun den Glättungskondensator mit der Kapazität  $C$  nach Bild 5.11 an (gestrichelte Verbindung). Vermessen Sie die Kennlinie der Ausgangsspannung als Funktion des Tastverhältnisses  $|U_{out}| = f(\vartheta_T)$  für a)  $R_L = 50\Omega$  und b)  $R_L = 300\Omega$ , jeweils bei  $f = 200\text{Hz}$ .

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)

### 5.13 Aufgabe 9: Drossel-Inverswandler mit Glättungskondensator

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

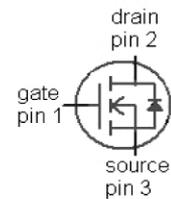
## OptiMOS™ 3 Power-Transistor

### 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 JEDEC<sup>1)</sup> 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 <sup>2)</sup>	$I_{D,pulse}$	$T_C=25\text{ °C}$	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	

<sup>1)</sup>J-STD20 and JESD22

<sup>2)</sup> 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 <sup>2</sup> cooling area <sup>3)</sup>	-	-	50	

#### Electrical characteristics, at $T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$ , 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	$I_{DSS}$	$V_{DS}=120\text{ V}, V_{GS}=0\text{ V}, T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$	-	0.1	1	$\mu\text{A}$
		$V_{DS}=120\text{ V}, V_{GS}=0\text{ V}, T_j=125\text{ }^\circ\text{C}$	-	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	$\text{m}\Omega$
		$V_{GS}=8\text{ V}, I_D=25\text{ A}$	-	16	20	
Gate resistance	$R_G$		-	2.4	-	$\Omega$
Transconductance	$g_{fs}$	$ V_{DS} >2 I_D R_{DS(on)max}, I_D=50\text{ A}$	29	57	-	S

<sup>3)</sup> Device on 40 mm x 40 mm x 1.5 mm epoxy PCB FR4 with 6 cm<sup>2</sup> (one layer, 70  $\mu\text{m}$  thick) copper area for drain connection. PCB is vertical in still air.