



Physikalisches Institut

E l e k t r o n i k - P r a k t i k u m

Versuchsbeschreibung

Bonn
Stand: 5. Juli 2024

Inhaltsverzeichnis

0 Einführung und Vorversuch	1
0.1 Das Netzgerät	2
0.2 Signalquellen	2
0.2.1 Bezeichnungen für Wechselspannungssamplituden	2
0.2.2 Funktionsgenerator	3
0.3 Die Messgeräte	3
0.3.1 Das Drehspulmessgerät	4
0.3.2 Das Digitalmultimeter	4
0.3.3 Das Oszilloskop	5
0.3.4 Der Zweikanalbetrieb	8
0.3.5 Der xy-Betrieb	9
0.4 Erste Versuchsaufgabe: Bestimmung der Anstiegszeit des Oszillographen	12
0.4.1 Versuchsdurchführung	13
1 Ausbreitung von Signalen auf Leitungen	15
1.1 Leitungseigenschaften	15
1.2 Mathematische Beschreibung der Wellenausbreitung auf homogenen Leitungen	16
1.3 Phasengeschwindigkeit und Wellenwiderstand	17
1.4 Leitungsabschluss und Anpassung	18
1.5 Versuchsdurchführung	20
1.5.1 Versuchsaufgabe 1: Differenzierglied	20
1.5.2 Versuchsaufgabe 2: Impulse auf Kabeln	20
1.5.3 Versuchsaufgabe 3: Leitungsabschluss, Verzögerungszeit	21
1.5.4 Versuchsaufgabe 4: Klippkabel, Dämpfung	21
1.6 Anhang: Kapazität und Selbstinduktion eines Koaxkabels	23
2 Diodenkennlinien	25
2.1 Vorbereitung	25
2.2 Versuchsdurchführung	27
2.2.1 Statische Messung von Diodenkennlinien	27

2.2.2 Aufnahme von Diodenkennlinien mit dem Oszillographen	28
2.2.3 Gleichrichtung einer sinusförmigen Wechselspannung	28
2.2.4 Spannungsstabilisierung mit Zenerdiode	30
3/4 Transistor und Transistorverstärker	31
3/4 Vorbereitung	31
3/4.1 Der Transistoreffekt	31
3/4.2 Transistorströme	32
3/4.3 Gleichspannungseinstellung des Transistors	33
3/4.3.1 Arbeitspunkt	33
3/4.3.2 Arbeitsgerade	34
3/4.3.3 Kennlinien	34
3/4.3.4 Einstellen des Basispotentials	35
3/4.3.5 Stabilisierung	35
3/4.4 Feldeffekt-Transistor (FET)	35
3/4.5 Der Transistor als Verstärker	38
3/4.5.1 Emitterfolger (nur Stromverstärkung)	39
3/4.5.2 Emitterschaltung (invertierender Spannungsverstärker)	39
3/4.5.3 Frequenzverhalten der Verstärkung	40
3/4.5.4 Erhöhung der Bandbreite: Kaskodenschaltung	40
3/4.5.5 Erhöhung der Bandbreite: Gegenkopplung	41
3/4.5.6 Spannungsgegenkopplung	41
3/4 Versuchsdurchführung	42
3.1 Transistoreigenschaften (1. Versuchshalbtag – Versuch 3)	42
3.1.1 Spannungsversorgung	42
3.1.2 Kennlinien und Arbeitspunkt	43
3.1.3 Emitterfolger	45
3.1.4 FET	46
4.1 Transistorverstärker (2. Versuchshalbtag – Versuch 4)	47
4.1.1 Fortsetzung Emitterfolger (Schaltung 3/4.12, Abgriff 1)	47
4.1.2 Invertierender Transistorverstärker (Emitterschaltung)	48
4.1.3 Wechselstrommäßige Aufhebung der Gegenkopplung	48
4.1.4 Frequenzverhalten und Kaskodenschaltung	48
4.1.5 Verstärker mit Spannungsgegenkopplung	49

5/6 Operationsverstärker	51
5/6 Vorbereitung	51
5/6.1 Eigenschaften des Operationsverstärkers	51
5/6.2 Der gegengekoppelte Verstärker	52
5/6.3 Aufbau eines Operationsverstärkers	53
5/6.4 Wichtige Grundschaltungen mit Operationsverstärkern	54
5/6.4.1 Nicht invertierender Verstärker	54
5/6.4.2 Invertierender Verstärker	55
5/6.4.3 Addierer	56
5/6.4.4 Differenzverstärker	56
5/6.4.5 Stromquelle	56
5/6.4.6 Logarithmierer	56
5/6.4.7 Exponenzierer	57
5/6.4.8 Differenzierer	57
5/6.4.9 Integrator	58
5/6.4.10 Resonanzverstärker	58
5/6.4.11 Invertierender Schmitt-Trigger	58
5/6.4.12 Astabiler Multivibrator	59
5/6.4.13 Erweiterung zum Monoflop	60
5/6 Versuchsdurchführung	60
5.1 Erster Versuchstag	61
5.1.1 Gruppeneinteilung für den zweiten Versuchstag	61
5.1.2 Nicht invertierender Verstärker	61
5.1.3 Addierer	62
5.1.4 Konstantstromquelle	62
5.1.5 Integrator	62
5.1.6 Differenzverstärker	63
5.1.7 Freiwillige Aufgabe	63
6.1 Zweiter Versuchstag	63
6.1.1 Sägezahngenerator (Gruppe 1, Schwierigkeit: +++)	64
6.1.2 Exponenzierer (Gruppe 2, Schwierigkeit:++)	65
6.1.3 Spannungs-Frequenz-Wandler (Gruppe 3, Schwierigkeit: +++)	66
6.1.4 Tiefpass/Hochpass (Gruppe 4, Schwierigkeit: +)	69
6.1.5 Sperrfilter und Resonanzverstärker (Gruppe 5, Schwierigkeit:++)	70

6.1.6	Bandpass (Gruppe 6, Schwierigkeit: +)	71
6.1.7	Aufbau der Gesamtschaltung	71
6.1.8	Messungen	72
7	Logische Schaltungen	73
7.1	Vorbereitung	73
7.1.1	BOOLEsche Algebra und elementare Schaltfunktionen	73
7.1.2	Flip-Flops	75
7.1.3	Schieberegister und Zähler	76
7.1.4	Aufbau von elektronischen Logikschaltungen	77
7.2	Versuchsdurchführung	79
7.3	Hinweise zum Schaltbrett "logische Schaltungen"	81
8	Mikroprozessor	83
8.1	Vorwort	83
8.2	Vorbereitungsaufgaben	84
8.3	Das Experimentiergerät	85
8.3.1	Aufbau des Mikroprozessor Schaltbrettes	85
8.3.2	Der Aufbau des 8080-Mikrocomputers	85
8.3.3	Wichtige Systemdaten	87
8.4	Die Bedienung des Experimentiergerätes	87
8.4.1	Einschalten	87
8.4.2	Wahl des Systemprogramms	88
8.5	Systemprogramme und Versuche dazu	88
8.5.1	Addier-Subtrahierwerk	88
8.5.2	Arithmetic Logic Unit (ALU)	89
8.5.3	Akkumulator	91
8.5.4	Prozessor und Computer	93
8.6	Der 8-Bit-Rechner 8080 mit Befehlen	94
8.6.1	Der Mikroprozessor 8080	94
8.6.2	Die Handhabung des Terminalprogrammes	95
8.6.3	Umgang mit System 3	95
8.6.4	Versuchsaufgabe 5	96

Versuch 0: Einführung und Vorversuch

Das vorliegenden Skript zu den Versuchen des Elektronik-Praktikums soll zwei Zielen dienen:

Einmal soll es die Praktikanten in die Aufgabenstellung des Versuchs einführen und sie bei der Vorbereitung unterstützen. Dabei kann und soll durch das Skript keine umfassende Behandlung der theoretischen Grundlagen gegeben werden. Es wird daher jeweils auf entsprechende Fachliteratur verwiesen (in speziellen Fällen mit Kapitelangabe), deren Lektüre unerlässlich ist. Die zitierten Bücher stehen alle in der Zentralbibliothek, Nussallee 15a, zur Verfügung.

Zum zweiten werden die Versuchsanordnungen vorgestellt, Anweisungen für die Versuchsdurchführung gegeben sowie die zu lösenden Aufgaben gestellt.

Die Aufgaben sind unterteilt in solche, die vor Beginn des Versuchs zu lösen sind (große Buchstaben), und solche, die im Verlauf der Versuchsdurchführung zu beantworten sind (kleine Buchstaben). Die sorgfältige Bearbeitung der ersteren ist wesentliche Voraussetzung zum Verständnis des Versuchsablaufs.

Hinweis zu Versuch 8: Wer sich noch nicht mit Mikroprozessoren und Assembler-Programmierung beschäftigt hat, sollte sich schon vor oder während des Praktikums mit dem Mikroprozessor-Skript und der recht umfangreichen Vorbereitung des Versuches beschäftigen.

Die Lösungen der Aufgaben müssen in einem Protokollheft (festes DIN A4-Heft) eingetragen werden, das vom Assistenten eingesammelt und kontrolliert wird. Die Vorbereitungsaufgaben sind vor Versuchsbeginn schriftlich zu bearbeiten. Während des Experiments sollen sämtliche Versuchsdaten und -ergebnisse sofort in übersichtlicher Form im Heft notiert werden. Dazu sind Tabellen oder Zeichnungen mit einem kurzen Kommentar oder einer Schaltskizze zu versehen. Eventuell auftretende Probleme

sind ebenfalls im Protokoll festzuhalten. Es empfiehlt sich aus Zeitgründen, Tabellen usw. vor Versuchsbeginn vorzubereiten. Die manchmal notwendigen Rechnungen sollten mit einem Taschenrechner ausgeführt werden.

Kenntnisse: Spannungsteiler, Innenwiderstand, Aufbau von Messgeräten, Arbeitsweise und Bedienung eines Oszilloskops, Anstiegszeit von Signalen und Geräten

Literatur:

- K. Beuth: Elektronik 1, Elementare Elektronik, Vogel (1987)
- T. Bisanz, I. M. Gregor, F. Hügging, J. Weingarten, Elektronik im Physikstudium, Springer (2024)
- U. Tietze, Ch. Schenk, Halbleiterschaltungstechnik, Springer (1993)
- P. Horowitz, W. Hill: The Art of Electronics, Cambridge University Press (1994)
- K. H. Rohe: Elektronik für Physiker, Teubner (1987)
- H. Hinsch: Elektronik - Ein Werkzeug für Naturwissenschaftler, Springer (1996)

Hilfsgeräte für die Elektronikversuche

Für Versuche mit elektronischen Schaltungen werden folgende Hilfsgeräte benötigt:

- Netzgeräte für die Versorgungsspannungen
- Signalquellen
- Messgeräte, Oszilloskopen

Im folgenden sollen die in diesem Praktikum verwendeten Geräte beschrieben werden. Der in diesen Unterlagen gegebene Einblick in ihre Funktionsweise gehört mit zu den Lerninhalten dieses Praktikums.

0.1 Das Netzgerät

Das zur Verfügung stehende Netzgerät ist eine Eigenentwicklung. Es stellt 4 Spannungen bereit (s. Abb. 0.1):

1. +5 V, ca. 1 A, grüne Steckbuchse
2. +15 V, ca. 100 mA strombegrenzt, rote Steckbuchse
3. -15 V, ca. 100 mA strombegrenzt, gelbe Steckbuchse
4. 0 bis 15 V regelbar, ca. 100 mA

Die Spannungen 1, 2 und 3 liegen sowohl an der LEMO-Buchse als auch an den 2 mm Steckbuchsen oberhalb der LEMO-Buchse an. Diese drei Spannungen haben eine gemeinsame Masse (schwarze Steckbuchse). Fällt eine Spannung um mehr als 2 V unter die Nennspannung, so erlischt die zugehörige Leuchtdiode. Die 2 mm Steckbuchsen dienen zur Überprüfung der Spannungen und sollen normalerweise nicht benutzt werden!

Die 4. Spannung 0..15 V (100 mA) liegt an den beiden großen Polklemmen an. Der negative Pol ist blau, der positive rot. Diese Spannung hat innerhalb des Netzgerätes keine Verbindung zu Masse. Man kann also, je nachdem, ob man in der Versuchsschaltung den roten oder den blauen Pol mit Masse verbindet, eine negative oder eine positive Spannung gegen Masse herstellen. Auch ein Kaskadieren ist möglich, z.B. blauer Pol mit +15 V verbinden. Zwischen Masse und roter Polklemme kann eine Spannung von +15 V bis +30 V eingestellt werden. Die Spannung wird an dem Präzisions-Zehngang-Potentiometer eingestellt. Die Anzeige "10" auf dem Skalenrad entspricht 15,00 V. Ein Interpolieren ist auf $\pm 150 \text{ mV}$ genau. Durch den Schalter unter dem Potentiometer kann die Spannung ca. 10-fach unteretzt werden (Schalter

nach links 0 bis 1,5 V; Schalter nach rechts 0 bis 15 V). Die Messgeräte des Netzgerätes dienen der ungefähren Orientierung. Für die Messung sind Unigor-Messgeräte zu benutzen.



Abb. 0.1: Netzgerät mit festen Spannungen +15 V, +5 V und -5 V und regelbarer Spannung 0..15 V

0.2 Signalquellen

0.2.1 Bezeichnungen für Wechselspannungsamplituden

Zur Bezeichnung von Wechselspannungsamplituden werden in der Praxis folgende Bezeichnungen üblich, die auch in diesem Skript verwendet werden:

Spitze-Spitze: Die Differenz zwischen der niedrigsten und der höchsten im Signal $U(t)$ auftretenden Spannung. Sie wird typischerweise mit U_{SS} bezeichnet oder anhand der Einheit V_{SS} (Volt-Spitze-Spitze) kenntlich gemacht. Wegen der englischen Bezeichnung *peak-to-peak amplitude* werden auch die Bezeichnungen U_{pp} bzw. V_{pp} (*Volt peak peak*) verwendet.

Scheitelwert oder Spitzenwert: Der Maximalwert der auftretenden Spannung. Er wird bezeichnet mit U_S oder versehen mit der Einheit V_S (Volt-Spitze). Englische Bezeichnung: *peak amplitude* U_p bzw. V_p (*Volt peak*). Diese Bezeichnung ist allerdings nicht ganz eindeutig bei asymmetrischen Signalen: Ist $\max\{|U(t)|\}$ gemeint (meistens), oder $\max\{U(t)\}$, oder sogar $U_{SS}/2$?

Effektivwert: Die Effektivspannung U_{eff} ist die konstante Gleichspannung, die in einem Ohmschen Widerstand R die gleiche mittlere Leistung P freisetzt wie die Signalspannung $U(t)$. Da $P = U^2/R$ ist $U_{eff} = \sqrt{\langle U^2(t) \rangle}$, wobei $\langle \dots \rangle$ den zeitlichen Mittelwert einer Größe bezeichnen soll. In Bezug auf diese Formel ist auch die englische Bezeichnung *root-mean-square amplitude*, *RMS amplitude* bzw. U_{RMS} (Wurzel des gemittelten Quadrates) für den Effektivwert verständlich. Der Effektivwert wird üblicherweise für Signale verwendet, deren Mittelwert null ist ($\langle U(t) \rangle = 0$).

Diese Bezeichnungen werden nicht nur für Spannungen verwendet, sondern auch für Ströme, Magnetfelder, Druckschwankungen etc..

Aufg. A: Geben Sie für die Spannung $U(t) = U_0 \sin(\omega t)$ die Größen U_{SS} , U_S und U_{eff} an.

Aufg. B: Wie groß ist der Effektivwert eines symmetrischen Rechtecksignals mit $U_S = 10 \text{ V}$?

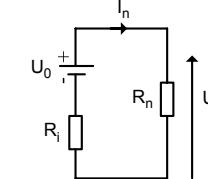
0.2.2 Funktionsgenerator

Als Signalquelle dient ein Funktionsgenerator (HM 8131-2). Er liefert über einen Frequenzbereich von 0,002 Hz bis 3 MHz bzw. 10 MHz folgende Signalformen: Sinus, Rechteck, Dreieck, positive und negative Rampe. Die Amplitude ist regelbar. Sie beträgt maximal 20 V_{SS} unbelastet und 10 V_{SS} an 50 Ω Last.

Hinweis: Bitte beachten Sie, dass der Funktionsgenerator einen von der Ausgangsamplitude abhängigen Einstellbereich für den offset hat:

$$\begin{aligned} U_{SS} &= 2,1 - 20 \text{ V}, \text{ offset } -5 \text{ V bis } +5 \text{ V} \\ U_{SS} &= 0,21 - 2 \text{ V}, \text{ offset } -0,5 \text{ V bis } +0,5 \text{ V} \\ U_{SS} &= 20 - 200 \text{ mV}, \text{ offset } -50 \text{ mV bis } +50 \text{ mV} \end{aligned}$$

Aufg. C: Wie groß ist der Innenwiderstand des Generatortausrangs? Betrachten Sie dazu die folgendes Ersatzschaltbild der Generator-Spannungsquelle:



Schleifer

Es gilt dann

$$U_n = U_0 \frac{R_n}{R_n + R_i}, \quad (0.1)$$

und der Innenwiderstand R_i ist bestimbar aus der Messung von U_n und I_n bei zwei verschiedenen Belastungen R_n als

$$R_i = \frac{U_2 - U_1}{I_1 - I_2}. \quad (0.2)$$

Gleichung 0.2 gibt also eine Messvorschrift für R_i .

1. Leiten Sie zunächst (0.2) aus (0.1) ab.
2. Benutzen Sie nun die obigen Angaben über den Generator und rechnen Sie seinen Innenwiderstand aus.

0.3 Die Messgeräte

Messen heißt, einer unbekannten Größe eine bekannte proportional zuzuordnen. Beispiele: Zeigerinstrumente ordnen dem Strom, der Spannung usw. den Ausschlagwinkel eines Zeigers zu. Hier handelt es sich um eine Analoganzeige. Von einer Digitalanzeige spricht man, wenn der Messgröße ein in lesbaren Ziffern dargestellter Messwert zugeordnet wird.

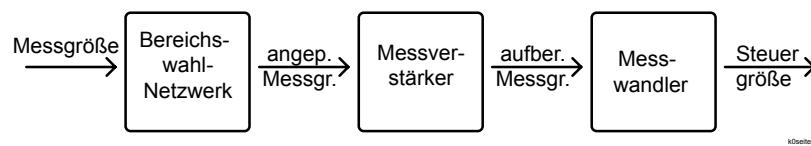
Wesentlicher Unterschied: Die Analoganzeige erlaubt die Darstellung beliebiger Zwischenwerte und zeigt Änderungen kontinuierlich an. Die Digitalanzeige kann immer nur ganzzahlige Vielfache des kleinsten anzeigbaren Teils der Messgröße darstellen (z.B. $n \cdot 1 \text{ mA}$ oder $n \cdot 1 \text{ V}$ usw.). Änderungen der Messgröße werden durch immer neue Messungen ermittelt. Die zwischen zwei aufeinanderfolgenden Messungen liegenden Änderungen werden nicht angezeigt.

Technischer Aufbau eines Messgerätes

Jedes Messgerät enthält zwei selbständige Baugruppen: die Messeinheit und die Anzeigeeinheit. Die Messeinheit erfasst die Messgröße und steuert die Anzeigeeinheit. Technisch umfasst sie - je nach Gerätetyp verschieden - folgende Elemente:

- Messverstärker
- Bereichswahlnetzwerk (Messwiderstände, Schalter usw.)
- Messwandler

Der Messverstärker vervielfacht die Empfindlichkeit des Gerätes dadurch, dass er kleine, nicht direkt messbare Größen soweit verstärkt, bis diese messbar sind. Im Bereichswahlnetzwerk wird die Messgröße dem Arbeitsbereich des Messwandlers angepasst. Der Messwandler wandelt die Messgröße in eine analoge Steuergröße um. Damit hat man folgendes Blockschaltbild einer Messeinheit:



Die Anzeigeeinheit stellt das Messergebnis ablesbar dar. Sie besteht bei einem Zeigerinstrument aus Skala und Zeiger. Die Steuergröße bestimmt den Ausschlag des Zeigers. Die Beschriftung der Skala hängt vom Verwendungszweck des Gerätes ab. Bei Digitalinstrumenten ist die Steuergröße oft eine Zeit, z. B.

die Zeit zum Entladen eines Kondensators, und das Anzeigegerät ein digitaler Impulszähler mit Ziffernanzeige (LCD).

0.3.1 Das Drehspulmessgerät

Die Mehrzahl analoger Vielfachmessgeräte, so auch die hier zur Verfügung stehenden Drehspulgeräte, enthalten keinen Messverstärker. Bei diesen Geräten wird die Messgröße direkt dem Bereichswahlnetz zugeführt. Außerdem sind diese Geräte in der Regel Zeigerinstrumente.

Der Messwandler eines Drehspulmessgerätes besteht aus einer auf einen zylindrischen Weicheisenkern gewickelten Spule, der zwischen den zylindrisch ausgehöhlten Polen eines Hufeisen-Dauermagneten drehbar gelagert ist. Ein durch die Spule fließender Strom, die Messgröße, baut ein Magnetfeld auf, dessen Pole zu denen des Dauermagneten verdreht stehen. Das daraus resultierende Drehmoment bewirkt eine Drehung der Spule. Das Drehmoment einer Feder wirkt dieser Drehung entgegen. Unter einem bestimmten Winkel, der vom Zeiger auf der Skala angezeigt wird, stellt sich ein Gleichgewicht ein, d.h. das Drehmoment der Spule ist gleich dem der Feder. Die Skala wird statt in Winkelgraden meist direkt in der Messgrößeneinheit geeicht. Die Einteilung ist linear. Für bestimmte Zwecke gibt es Drehspulinstrumente, deren Zeiger in Nullstellung in der Mitte der Skala stehen, so dass er je nach Polarität des Stromes nach beiden Seiten ausschlagen kann. In der Regel ist die Nulllage jedoch an einem der Skalenenden festgelegt, um einen größeren Anzeigebereich zu erhalten.

Achtung: Bei Drehspulinstrumenten muss **immer** die Anschlusspolarität beachtet werden.

0.3.2 Das Digitalmultimeter

Ein Digitalmultimeter besteht im wesentlichen aus 5 Blöcken, wie in Abb. 0.2 dargestellt. Der Bereichswahlschalter greift einen

in Zehnerpotenzen geteilten Spannungsteiler ab. Dieser hat meistens $10 \text{ M}\Omega$ Gesamtwiderstand, was im Gegensatz zu Drehspulinstrumenten eine Korrektur der Messgrößen bei Spannungsmessung oft überflüssig macht. Die Eingangsimpedanz der hier benutzten Geräte ABB M2005 und METEX M3640D ist für die Bereiche der Spannungsmessung $10 \text{ M}\Omega$. Dieser hohe Widerstand des Eingangsteilers ist möglich, weil der Eingangswiderstand des Wandlers und des Gleichrichters bei ca. $10^{12} \Omega$ liegt. Außerdem können durch die hohe Empfindlichkeit von 200 mV für 'Voltauschlag' kleine Widerstände für die Strommessung parallel geschaltet werden ($0,1 \Omega$ für 2 A). Der Gleichrichter ist ein Präzisionsgleichrichter mit OpAmp (siehe Versuch 4/5), mit dem auch Wechselspannungen im mV-Bereich ohne Fehler gleichgerichtet werden können.

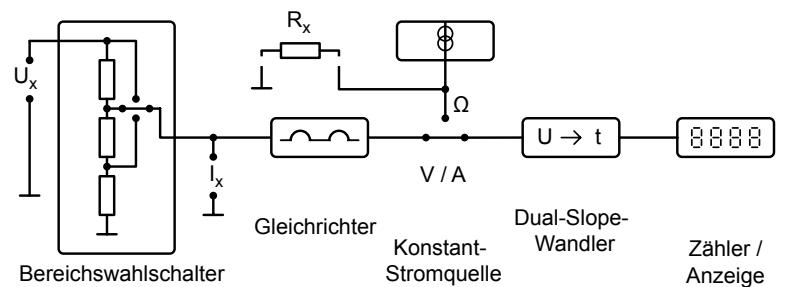


Abb. 0.2: Blockschaltbild eines Digitalmultimeters

Die Widerstandsmessung erfolgt völlig linear und hat keinen sonst üblichen $1/x$ -Verlauf (Skala der Drehspulinstrumente). Eine durch den Bereichsumschalter umschaltbare Konstantstromquelle lässt einen festen Strom durch R_x fließen. Der Widerstandswert kann aufgrund des Ohmschen Gesetzes linear als Spannung an ihm abgegriffen werden.

Der darauf folgende eigentliche Messwandler setzt die Eingangsspannung in einen proportionalen Strom um, durch den über eine bestimmte feste Zeit t_1 ein Kondensator geladen wird. Danach wird er mit konstant eingestelltem Strom entladen, bis

seine Spannung wieder exakt 0 ist. Diese Entladzeit t_x ist linear proportional dem Ladestrom, also der Eingangsspannung. Solch einen Wandler nennt man *Dual-Slope-Wandler* (siehe Abb. 0.3).

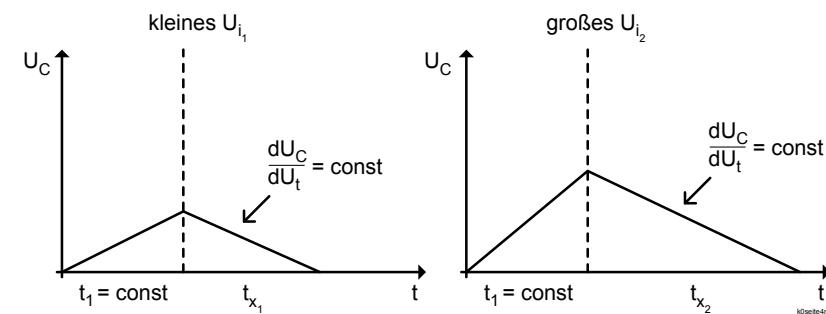


Abb. 0.3: Messzyklus eines Dual-Slope Wandlers, links für kleine Eingangsspannung, rechts für eine größere Eingangsspannung

Die Diagramme zeigen je einen Messzyklus. Jede Sekunde erfolgen ca. 3 - 4 Zyklen. Die eigentliche Anzeigeeinheit ist ein Impulszähler, an dessen Eingang eine feste Frequenz liegt. Während der Zeit t_x , die der Wandler als Steuergröße liefert, werden die Impulse durchgeschaltet und gezählt sowie bis zum nächsten Messzyklus gespeichert. Auf diese Weise kommt eine Zahl zur Anzeige, die proportional zur Messgröße ist. Der Fehler solcher Wandler liegt bei 0,5 % und der Fehler eines so aufgebauten Multimeters wird im wesentlichen nur noch durch die Toleranz der Eingangsteilerwiderstände bestimmt, die bei 0,5 % liegt. Der resultierende Gesamtfehler von weniger als 2 % ist kleiner als der analoger Zeigerinstrumente.

0.3.3 Das Oszilloskop

Will man schnell ablaufende Vorgänge, z.B. Wechselspannungen, Impulse usw. stetig messen und in Abhängigkeit von der Zeit darstellen, so muss man Spezialgeräte verwenden, weil Drehspulinstrumente hierfür nicht geeignet sind. Ein solcher spezieller

Spannungsmesser ist das Oszilloskop, welches Spannungen direkt als Funktion der Zeit darstellen kann. Es ermöglicht die direkte Beobachtung von periodischen Vorgängen hoher Frequenz. Im folgenden sollen nun die wesentlichen Funktionsgruppen eines analogen Oszilloskops erläutert werden.

Die Elektronenstrahlröhre

Hierbei handelt es sich um eine Spezialröhre, deren grundlegendes Prinzip das der Elektronenröhre ist, d.h. die aus der Kathode emittierten Elektronen werden durch das zwischen Kathode und Anode wirkende Feld in Richtung zur Anode hin beschleunigt. Durch ein entsprechendes Loch in der Anode wird ein Teil der Elektronen nicht von der Anode aufgefangen, sondern durch diese hindurchgeleitet. Danach wird der Elektronenstrom weiter fokussiert und beschleunigt. Aufgefangen wird der Strahl schließlich durch den Leuchtschirm. Außerdem kann der Strahl durch elektrostatische oder elektromagnetische Felder abgelenkt werden. Im einzelnen wird die Funktionsweise anhand von Abb. 0.4 erklärt.

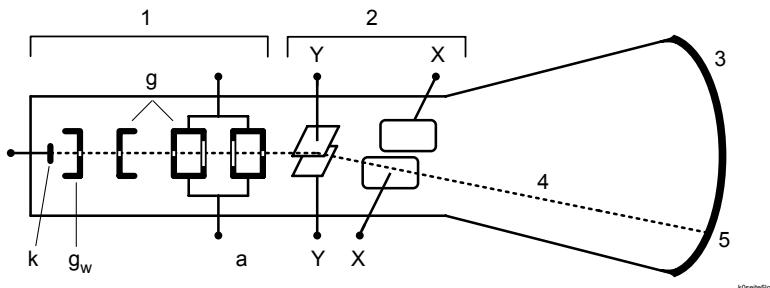


Abb. 0.4: Strahlerzeugungs- und Ablenkung in der Elektronenstrahlröhre

Für Messzwecke werden überwiegend Elektronenstrahlröhren mit elektrostatischer Ablenkung verwendet. Diese Röhren enthalten nach Abb. 0.4 in einem hochevakuierten Glaskolben das

Strahlerzeugungssystem (1), die Ablenkelektroden (2) und den Bildschirm (3). Die von der Kathode emittierten Elektronen werden in ihrer Intensität durch eine negativ vorgespannte Zylinderelektrode, den als Steuergitter (g_w) wirkenden sogenannten Wehneltzylinder, gesteuert und in Richtung auf die an hoher Spannung liegenden zylindrischen Anoden (a) beschleunigt. Durch Zusammenwirken mit den ebenfalls zylindrischen Elektroden (g) kommt es zur Fokussierung des Elektronenstrahls, bei der die zwischen den Zylinder-Elektroden auftretenden elektrischen Felder den Elektronenstrahl ähnlich ablenken wie eine optische Sammellinse den Lichtstrahl. Man spricht daher hier von einer Elektronenlinse. Nach der Fokussierung wird der Elektronenstrahl durch elektrische oder magnetische Felder abgelenkt. Abb. 0.4 zeigt eine elektrostatische Ablenkung durch die elektrischen Felder der räumlich zueinander senkrecht angeordneten Ablenksysteme x und y.

Zur Darstellung eines Spannungs-Zeitdiagramms liegt die zu messende Spannung am y-System und eine der Zeit proportional verlaufenden Spannung am x-System. Ablenksysteme können aber auch so angeordnet und erregt werden, dass eine kreisförmige Steuerung für polare Aufzeichnung möglich ist.

Die auf den Leuchtschirm (3) treffenden Elektronen erregen entsprechend ihrer kinetischen Energie auf der dort aufgetragenen Schicht (z.B. Zinksulfid) Fluoreszenz. Dadurch entsteht der leuchtende Punkt (5), dessen Feinheit und Schärfe durch die Spannungen an den Zylinder-Elektroden des Ablenksystems eingestellt werden kann.

Anmerkung: Der Elektronenstrahl kann auch magnetisch abgelenkt werden (Fernsehbildröhre). Die elektrostatische Ablenkung wird jedoch bei Oszillosgraphen bevorzugt, da sie praktisch keine Steuerleistung benötigt und bis zu Frequenzen brauchbar ist, bei denen eine Ablenkung durch Spulen wegen deren Selbstinduktivität nicht mehr möglich ist.

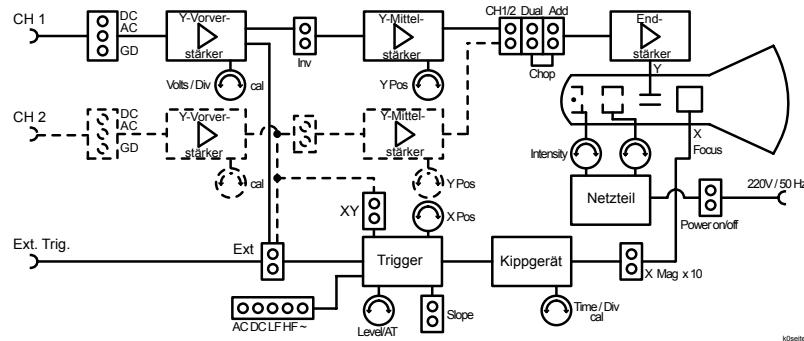


Abb. 0.5: Baugruppen eines Zweikanal-Oszilloskops

Die elektronischen Baugruppen des Oszilloskops

Das Oszilloskop besteht, neben der Elektronenstrahlröhre, aus einer Anzahl elektronischer Baugruppen, die für die Signaldarstellung notwendig sind. Die wichtigsten sind Netzteil, y-Verstärker und Zeitablenkeinheit. Letztere wird auch als Zeitbasis bezeichnet. Abb. 0.5 zeigt beispielhaft das Blockschaltbild eines Zweikanal-Oszillographen mit einfacher Zeitbasis, wie er im Praktikum verwendet wird (HAMEG HM 604). Daran werden zunächst die Funktionen der verschiedenen Oszillographenbaugruppen behandelt. Später werden die Bedienungselemente des HM 604 beschrieben. Zunächst beschränken wir uns auf die Beschreibung eines Einkanaloszillographen mit einfacher Zeitbasis. Dieser entspricht dem oberen Teil des Blockschaltbildes und stellt das Grundmodell eines triggerbaren Oszillographen dar. Alle anderen Baugruppen dienen lediglich der Erweiterung der Messmöglichkeiten dieses Grundmodells. Im Blockschaltbild sind die Bedienungselemente besonders hervorgehoben. Drehknöpfe sind durch Kreise mit Pfeilen, Schalter durch Rechtecke mit Punkten, die die Anzahl und Lage der Schalterstellungen markieren, dargestellt.

Der y-Verstärker

Die y-Verstärker sind Breitbandverstärker, die auch das Bereichswahlnetzwerk für die y-Ablenkung enthalten. Mit einem großen Drehschalter (CH I) werden die angegebenen Messbereiche gewählt, mit dem koaxialen Drehknopf kann die Verstärkung kontinuierlich verändert werden.

Achtung: Die aufgedruckten Messbereiche gelten nur, wenn der innere Drehknopf am rechten Anschlag in der Stellung 'Calibrated' steht.

Durch Einschalten eines Kondensators in den Eingang des y-Verstärkers kann eine eventuell vorhandene Gleichspannung von einer Wechselspannung abgetrennt werden (Schalter DC-AC-GD in Stellung AC). Das Ausgangssignal des y-Verstärkers gelangt direkt an die y-Ablenkplatten der Röhre (hier über den Kanalschalter; z.B. Schalter CH1/2 in Stellung CH1).

Aufg. D: Vergleichen Sie Angaben im Text, die sich auf Bedienungselemente beziehen, mit den Abb. 0.8 und 0.9; suchen Sie die angegebenen Elemente und machen Sie sich mit ihrer Anordnung vertraut. Je vertrauter Ihnen Anordnung und Funktion der Bedienungselemente sind, desto schneller werden Sie mit dem Gerät in der Praxis umgehen können.

Die Zeitablenkeinheit / Zeitbasis

Bei den meisten Anwendungen soll die an den y-Platten liegende verstärkte Messspannung auf dem Schirm als Funktion der Zeit dargestellt werden. Dazu wird an die x-Platten eine proportional mit der Zeit ansteigende Spannung gelegt, so dass der Elektronenstrahl mit konstanter Geschwindigkeit von links nach rechts wandert. Diese Ablenkung wird meist periodisch wiederholt. Nur in Sonderfällen, z.B. bei der Aufnahme von Schaltvorgängen, wird nur einmal abgelenkt. Dabei ist die Verwendung

von Speicheroszillosgraphen üblich. Zur Darstellung periodischer Vorgänge auf dem Leuchtschirm springt der Strahl nach Durchlaufen einer x Strecke schnell zurück und der Vorgang wiederholt sich. Die Zeitablenkung erfolgt durch eine sogenannte Kippschaltung die entweder "frei" läuft oder durch das Messsignal synchronisiert ('getriggert') wird.

Funktion der Kippschaltung: Durch Integration einer konstanten Spannung entsteht eine linear ansteigende Spannung, die beim Erreichen eines vorgegebenen Endwertes schnell wieder auf den Ausgangswert zurückfällt. Die Spannungs-Zeit-Kurve hat dann die Form eines Sägezahns (Abb. 0.6, s. Integrator (Abb. 5/6.9) und Sägezahngenerator (Abb. 6.2) in Kap. 5/6). Die Kippfrequenz mit der Periodendauer T_k wird stufenweise durch Umschalten eines Kondensators und stetig durch Ändern eines Widerstandes eingestellt (Drehknopf 'Time/DIV'). Das Ausgangssignal des Kippgerätes gelangt an die x-Alenkplatten der Röhre.

Die synchronisierte Zeitablenkung

Ein stehendes Bild einer periodischen Messspannung entsteht nur dann, wenn die Frequenz der Messspannung gleich der oder ein ganzzahliges Vielfaches der Kippfrequenz ist. Durch Ansteuern des Kippkreises mit einem von der Messspannung (bei Eigensynchronisation) oder einer fremden Wechselspannung (Fremdsynchronisation) abgeleiteten Signals (Trigger) erreicht man somit das gewünschte ganzzahlige Verhältnis (Abb. 0.6). Bei der Triggerung wird jede einzelne Zeitablenkung durch einen Triggerimpuls ausgelöst. Der Strahl läuft mit konstanter x-Geschwindigkeit von links nach rechts bis zum Erreichen eines vorgegebenen Endwertes, springt dann zurück und geht in Wartestellung, bis ein neuer Triggerimpuls die Ablenkspannung wieder auslöst. Der reziproke Wert der Punktgeschwindigkeit wird dabei in s/cm und dekadischen Bruchteilen bis ns/cm angegeben.

Der Triggerimpuls wird entweder von der Messspannung (CH I oder CH II) oder einer fremden Steuerspannung ('EXT') abgelei-

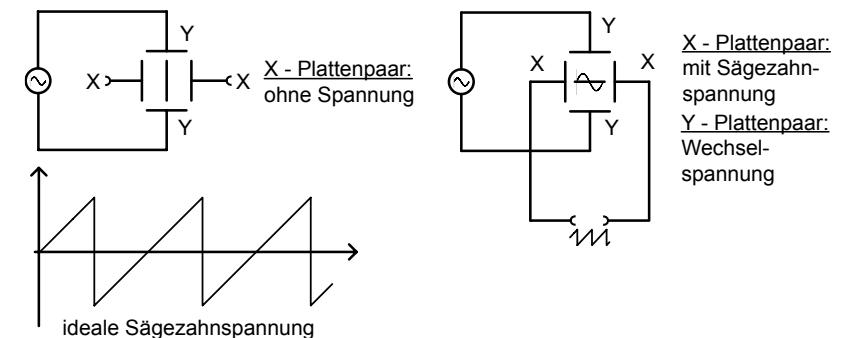


Abb. 0.6: Beispiel für synchronisierte Zeitablenkung

tet. Die Gewinnung des Triggerimpulses aus der Messspannung wird in Abb. 0.7 dargestellt. Durch ein Stellpotentiometer (innerer Drehknopf 'LEVEL') wird ein Trigger Pegel U_t , d.h. ein positiver oder negativer Spannungswert gewählt. Diese Spannung wird mit dem Triggersignal verglichen. Bei Übereinstimmung der Spannungen wird ein kurz dauernder Impuls erzeugt und zwar entweder bei ansteigendem oder abfallendem Durchgang, je nach Stellung des Schalters 'SLOPE' auf + oder -. Dieser Triggerimpuls löst jeweils den Sägezahn aus, wenn sich die Ablenkspannung auf Warte-Potential befindet. In Stellung 'AT' (eingerastet) wird automatisch bei Nulldurchgang getriggert. Mit der getriggerten Zeitablenkung erreicht man eine ideale Synchronisation auch für sehr hohe Frequenzen, für Impulse mit steilen Flanken und für impulsförmige Vorgänge mit nicht konstanter Folgefrequenz.

0.3.4 Der Zweikanalbetrieb

In der Praxis ist es oft notwendig, zwei Signalverläufe gleichzeitig zu betrachten, um sie vergleichen zu können. Dies ermöglicht der Zweikanaloszilloskop auf einem Bildschirm. Das Zweikanaloszilloskop verfügt über 2 völlig gleiche, aber voneinander getrennte y-Eingänge und Verstärker (s. Abb. 0.5, 0.8 und 0.9).

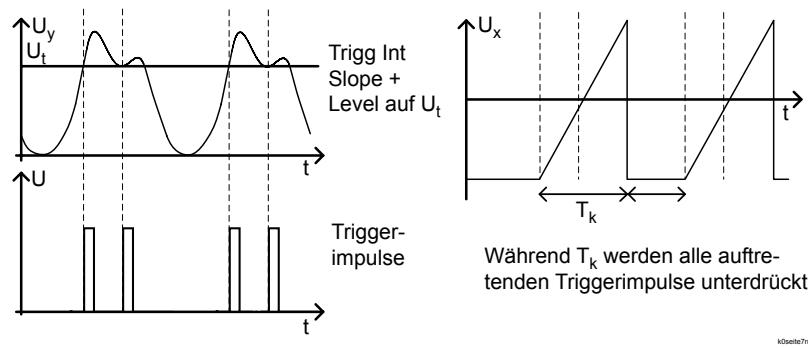


Abb. 0.7: Synchronisation des Triggers

Die Kanäle sind über den Kanalschalter einzeln sowie als Summe gleichzeitig darstellbar. Da mit dem y-Ablenkpaar nicht gleichzeitig zwei getrennte Vorgänge gesteuert werden können, nutzt man die Trägheit des Auges und den Nachleuchteffekt des Bildschirms aus, um die gleichzeitige Darstellung vorzutäuschen. Tatsächlich aber schaltet der Kanal-Schalter in diesem Fall mit einer Frequenz von 500 kHz die beiden Kanäle abwechselnd an die y-Platten. Während der Messbereich für jeden Kanal getrennt gewählt werden kann, gilt der an der Zeitbasis eingestellte Zeitablenkkoeffizient für beide Kanäle gleichermaßen.

0.3.5 Der xy-Betrieb

Zum Vergleich der Phasenlage zweier Wechselspannungssignale kann es sinnvoll sein, das eine Signal auf die y-Ablenkung, das andere auf die x-Ablenkung zu geben. Dies geschieht dadurch, dass das "y-Signal" auf CH1 und das "x-Signal" auf CH2 gegeben wird. Drückt man dann die Taste "X-Y", so wird der Kanal 2 auf die x-Ablenkung gegeben.

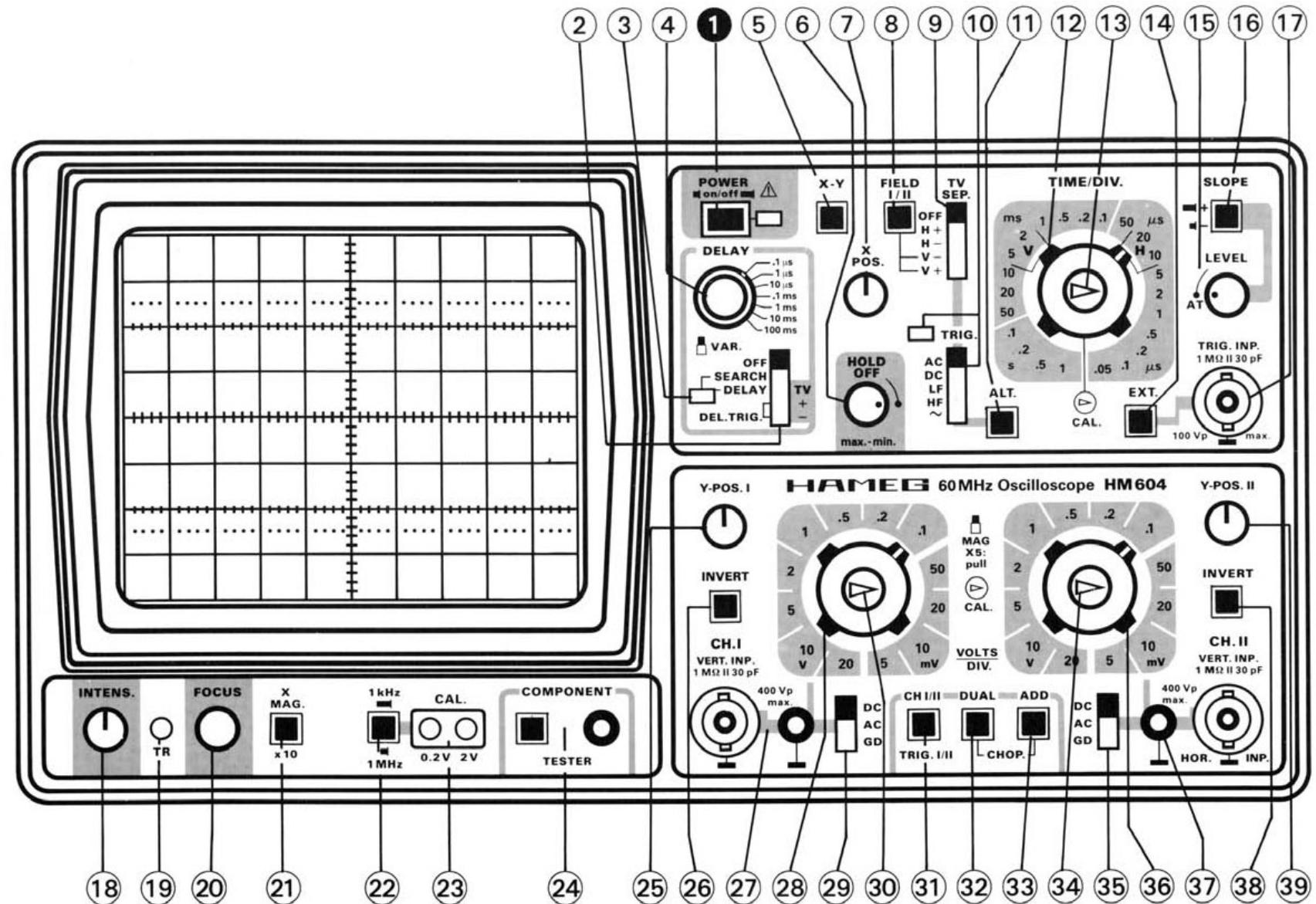


Abb. 0.8: Front des HAMEG HM 604

Front Panel Elements HM 604

Element	Function	Element	Function
❶ POWER on/off (pushbutton + LED)	Mains switch; when depressed: on. LED indicates operating condition.	❷ X-MAG x10 (pushbutton)	10fold expansion in X direction. When depressed, max. resolution = 5ns/cm.
❸ DELAY OFF, SEARCH, DELAY, TRIG. (TV+/-) (lever switch)	5pos. switch for DELAY mode operation: OFF = normal; SEARCH = delay time select; DELAY = delayed timebase; DELAY = delayed timebase; TURNING TIME/DIV. cw = expansion. DEL. -TRIG. = addition triggering after delayed time has elapsed. TV+/- = selection of slope from delayed signal when in TV trig. mode. Indicator for DELAY mode: OFF = normal. SEARCH = flashes DELAY = permanently illuminated.	❹ 1 kHz – 1 MHz (pushbutton)	Selects calibrator frequency. Button released = 1 kHz; button depressed = 1 MHz.
❺ CAL. 0.2V-2V (test sockets)	Calibrator square wave output, 0.2V _{pp} or V _{pp} (freq. adjust ❻)	❻ COMPONENT TESTER (pushbutton switch and single pole socket)	Switch to convert oscilloscope to component tester mode. Connector for second test lead is connected to chassis ground socket.
❻ Y-POS. I (knob)	Controls vertical position of channel I display.	❼ INVERT (CH I) (pushbutton)	Inversion of CH. I display. In combination with ADD button ❽ = difference CH. II – CH. I. (Does not influence triggering).
➋ Y-POS. II (knob)	Controls vertical position of channel II display.	➋ INVERT (CH II) (pushbutton)	Inversion of CH. II display. Input impedance 1MΩ 30pF.
⌾ CH. I (BNC connector) Ground (4mm socket)	Channel I signal input. Input impedance 1MΩ 30pF.	⌿ CH. II (BNC connector) Ground (4mm socket)	Channel II signal input. Input impedance 1MΩ 30pF.
⌒ VOLTS/DIV. (12 position rotary switch)	Channel I input attenuator. Selects Y input sensitivity in mV/div. or V/div.	⌒ VOLTS/DIV. (12 position rotary switch)	Channel II input attenuator. Selects Y input sensitivity in mV/div. or V/div.
⌓ DC-AC-GD (slide switch)	Selects input coupling of CH. I vertical amplifier. DC = direct coupling; AC = coupling via capacitor; GD = signal disconnected from input, Y amplifier input grounded.	⌓ DC-AC-GD (slide switch)	Selects input coupling of CH. II vertical amplifier. DC = direct coupling; AC = coupling via capacitor; GD = signal disconnected from input, Y amplifier input grounded.
⌔ FIELD/I/II (pushbutton)	Selects first or second half frame (only in TV SEP. V+ or V- position).	⌔ FIELD/I/II (pushbutton)	Selects first or second half frame (only in TV SEP. V+ or V- position). Variable Y amplification (knob, pull-push switch)
⌕ TV SEP. (lever switch)	Switch for TV sync separator. OFF = normal operation. H+ / H- = trig. of line (pos. or neg.) V+ / V- = trig. of frame (pos. od. neg.)	⌕ TV SEP. (lever switch)	Switch for TV sync separator. OFF = normal operation. H+ / H- = trig. of line (pos. or neg.) V+ / V- = trig. of frame (pos. od. neg.)
⌖ TRIG. AC-DC-HF-LF-~ (lever switch, LED indicator)	Trigger selector: AC: 10Hz – 20MHz. DC: 0 – 20MHz. HF: 50kHz – 100MHz. LF: 0 – 50kHz. ~: Internal line triggering. LED illuminated, when timebase is triggered.	⌖ TRIG. AC-DC-HF-LF-~ (lever switch, LED indicator)	Trigger selector: AC: 10Hz – 20MHz. DC: 0 – 20MHz. HF: 50kHz – 100MHz. LF: 0 – 50kHz. ~: Internal line triggering. LED illuminated, when timebase is triggered.
⌗ ALT. (pushbutton)	Alternating triggering in dual channel mode.	⌗ ALT. (pushbutton)	Alternating triggering in dual channel mode.
⌘ TIME/DIV. (23 step rotary switch)	Selects time coefficients (speeds) of timebase, from 0.05ns/cm to 1s/cm.	⌘ TIME/DIV. (23 step rotary switch)	Selects time coefficients (speeds) of timebase, from 0.05ns/cm to 1s/cm.
⌙ LEVEL (center knob)	Variable timebase control (center knob)	⌙ LEVEL (center knob)	Variable timebase control (center knob)
⌚ SLOPE +/- (pushbutton)	Selection of triggering on positive or negative going edge of signal.	⌚ SLOPE +/- (pushbutton)	Selection of triggering on positive or negative going edge of signal.
⌛ TRIG. INP. (BNC connector)	Input for external trigger signal.	⌛ TRIG. INP. (BNC connector)	Input for external trigger signal.
⌜ INTENS. (knob)	Intensity control for trace brightness.	⌜ INTENS. (knob)	Intensity control for trace brightness.
⌝ TR (potentiometer adjustment with screwdriver)	Trace Rotation. To align trace with horizontal graticule line. Compensates influence of earth's magnetic field.	⌝ TR (potentiometer adjustment with screwdriver)	Trace Rotation. To align trace with horizontal graticule line. Compensates influence of earth's magnetic field.
⌞ FOCUS (knob)	Focus control for trace sharpness.	⌞ FOCUS (knob)	Focus control for trace sharpness.
			Subject to change without notice

Abb. 0.9: Bedienungselemente des HAMEG HM 604

0.4 Erste Versuchsaufgabe: Bestimmung der Anstiegszeit des Oszillographen

Achtung: Überprüfen Sie jede Schaltung vor dem Einschalten sorgfältig. Achten Sie vor allem auf die richtige Polung der Versorgungsspannungen. Im Zweifel lassen Sie die Schaltungen von Ihrem Assistenten überprüfen.

Zum Verständnis der folgenden Experimente ist es notwendig, sich folgender Geräteeigenschaften bewusst zu sein:

Ausgangswiderstand des Funktionsgenerators: Der Funktionsgenerator hat eine Ausgangsimpedanz von genau 50Ω , die rein Ohmsch ist. Man kann das in einem Ersatzschaltbild als eine Serienschaltung einer idealen (widerstandslosen) Wechselspannungsquelle mit einem Ohmschen Widerstand von 50Ω darstellen. In der Praxis kann das aber anders gemacht sein.

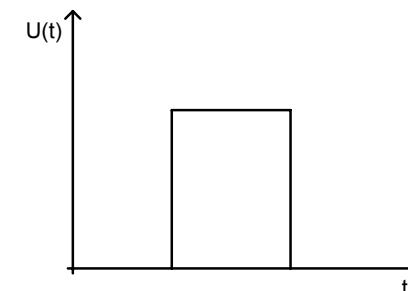
Eingangswiderstand des Oszilloskops: Die Kanaleingänge des Oszilloskops haben einen Widerstand von $1M\Omega$, dem eine Kapazität von ca. 30 pF parallel geschaltet ist, und das unabhängig von der eingestellten Empfindlichkeit. Für viele der folgenden Experimente kann allerdings die Eingangsimpedanz als unendlich angesehen werden.

Frequenzbandbreite eines Geräts: Alle signalverarbeitenden elektronischen Schaltungen haben eine begrenzte Bandbreite. Das gilt sowohl für Signalquellen (z. B. Funktionsgenerator) als auch für Messgeräte (Multimeter, Oszilloskope etc.). Im einfachsten Fall lässt sich die Bandbreitenbegrenzung durch einen Tiefpassfilter 1. Ordnung ($R\text{-}C$ Tiefpass) beschreiben. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses wird auch Bandbreite B genannt,

$$B = f_{grenz} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi\tau}, \quad (0.3)$$

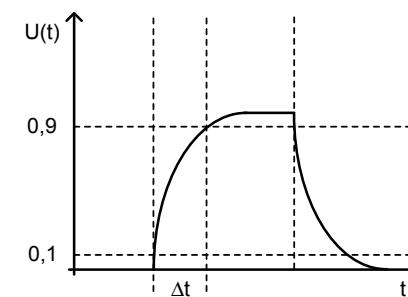
mit der für den Tiefpass charakteristischen Zeitkonstante $\tau = RC$. Achtung: Die oben erwähnte Kapazität von 30 pF , die par-

allel zum Eingang geschaltet ist, entspricht nicht der hier wirksamen Eingangskapazität.



k0sele110

Abb. 0.10: Idealer Rechteckpuls



k0sele111m

Abb. 0.11: Rechteckpuls mit endlicher Anstiegszeit

Bei der Betrachtung im Frequenzbereich führt die endliche Bandbreite zur Unterdrückung von hohen Frequenzen und im Zeitbereich zu einer endlichen Anstiegszeit von schnellen Signalen. Statt der Bandbreite B wird deshalb auch oft die Anstiegszeit Δt angegeben, die die Zeit angibt, in der eine Rechtecksignal von 10 % auf 90 % ansteigt. Für den Fall, dass noch zusätzliche Faktoren die Anstiegszeit beeinflussen, kann man die Anstiegszeit Δt in die Bandbreite B umrechnen.

Aufg. E: Zeigen Sie, dass für einen einfachen Tiefpass (exponen-

tiell ansteigende Flanke) näherungsweise die Formel

$$B \cdot \Delta t = 0,35 \quad (0.4)$$

gilt.

0.4.1 Versuchsdurchführung

Kenntnisse: Bandbreite, Anstiegszeit, R-C Tiefpass, Funktionsweise eines Oszilloskops, Bode-Diagramm.

Geräte: Oszilloskop HAMEG HM 604, Funktionsgenerator HM 8131-2, R-C Filter Bauteil

Diese vorbereitende Versuchsaufgabe soll Ihnen Gelegenheit geben, sich mit dem Oszilloskop und dem Funktionsgenerator vertraut zu machen.

- a) Verbinden Sie den Ausgang des Generators mit dem CH1-Eingang des Oszilloskops. Benutzen Sie dazu ein kurzes Koaxkabel RG-58 C/U, im folgenden (wegen der Steckertypen) kurz BNC-Kabel genannt. Schließen Sie das Kabel reflexionsfrei ab. Triggern Sie den Oszillographen intern. Wählen Sie am Generator verschiedene Signalformen und variieren Sie deren Frequenz und Amplitude.

Beobachten Sie die Oszillogramme!

Ein idealer Rechteckimpuls ist dadurch gekennzeichnet, dass die Spannung sprunghaft von Null auf ihren Maximalwert ansteigt. Solche idealen Impulse lassen sich jedoch leider nicht erzeugen. In Wirklichkeit sieht ein Rechteckimpuls eher aus wie in Abb. 0.11

Man definiert als Anstiegszeit die Zeit, die das Signal braucht, um von 10 % auf 90 % seiner Maximalamplitude anzusteigen, und die Abfallzeit entsprechend.

- b) Stellen Sie nun am Generator ein Rechtecksignal mit einer Frequenz von 2 MHz ein. Beobachten Sie bei einer passenden Zeitablenkung des Oszillographen den Anstieg des Signals.

Welche Anstiegszeit entnehmen Sie dem Oszillogramm?

Hinweis: Die punktierten horizontalen Linien des Rasters auf dem Oszilloskop können dann besonders einfach als Linien für 10% und 90% benutzt werden, wenn Sie eine Amplitude von z. B. 1,0 oder 1,25 V wählen.

Bedenken Sie, dass der Oszilloskop selbst eine endliche Anstiegszeit besitzt. Sie errechnet sich in guter Näherung aus der Bandbreite B (siehe Bedienungsanleitung) und der Formel 0.4

Wie groß ist die Anstiegszeit des Oszillographen HM 604?

Durch diese Anstiegszeit des Oszillographen wird die echte Signalform verfälscht. In guter Näherung gilt:

$$\Delta t_{\text{gemessen}}^2 = \Delta t_{\text{Signal}}^2 + \Delta t_{\text{Oszi}}^2 \quad (0.5)$$

Wie groß ist die echte Anstiegszeit des Rechtecksignals? Welche Bandbreite des Funktionsgenerators ergibt sich daraus?

- c) Verbinden Sie den Ausgang des Generators mit dem R-C Filter Eingang. Wählen Sie aus den vorhandenen Widerständen und Kapazitäten eine Kombination, die einer Zeitkonstante der Größenordnung $\tau = \mathcal{O}(10 - 100 \mu\text{s})$ entspricht. Der Filter Ausgang wird erneut mit dem CH1-Eingang des Oszilloskops verbunden. Stellen Sie nun am Generator ein Sinussignal ein. Messen Sie die Amplitude des Sinussignals mit Hilfe des Oszilloskops für zehn verschiedene Frequenzen. Notieren Sie sich auch die eingestellte Amplitude am Signalgenerator. Überlegen Sie sich, in welchem Frequenzbereich Messpunkte am interessantesten sind.

Tragen Sie die Dämpfung des R-C Filters in dB logarithmisch gegen die Frequenz des Signals in einem Bode-Diagramm auf.

Bestimmen Sie die Grenzfrequenz des R-C Filters.

Versuch 1: Ausbreitung von Signalen auf Leitungen

Kenntnisse: Impulsformen, Fouriertransformation, RC-Glieder, LC-Glieder, Koaxialkabel, Leitungstheorie, Wellenwiderstand, Fortpflanzungsmaß

Literatur:

- L. Bergmann, C. Schäfer, Bd. II, Elektrizität, W. de Gruyter (1987)
- A. Rost: Grundlagen der Elektronik, Springer (1992)
- H. G. Unger: Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, Dr. A. Hüthig (1980)
- O. Zinke, H. Brunswig: Hochfrequenztechnik I, Springer (1995)

Allgemeine Fragen:

Dies sind allgemeine Fragen, die Sie zur Vorbereitung des Versuchs beantworten können sollten. Die Fragen sind nicht schriftlich zu bearbeiten, sondern dienen einzig zu Ihren Vorbereitungszwecken.

Mit Großbuchstaben markierte Aufgaben müssen vor dem Versuch schriftlich bearbeitet werden!

- a) Machen Sie sich die generelle Funktionsweise eines Koaxialkabels bewusst. Welche Leitungseigenschaften hat ein solches Kabel?
- b) Wie hängen die Phasengeschwindigkeit und der Wellenwiderstand mit den Eigenschaften des Leiters zusammen?
- c) Welchen Einfluss haben (unterschiedliche) Leitungsabschlüsse auf das Signal eines Leiters? Warum ist das so?

1.1 Leitungseigenschaften

Eine Doppelleitung (Hin- und Rückleiter), deren elektrische Eigenschaften längs der ganzen Strecke gleichbleiben, bezeichnet man als homogene Leitung. Normale Kabel, Freileitungen und auch die so genannten Koaxkabel sind homogene Leitungen. Koaxiale Leitungen haben einen zylindrischen Innenleiter aus Volldraht oder Litze sowie einen dazu konzentrischen Außenleiter, z. B. aus Kupfergeflecht, der als Erdelektrode oder Abschirmung dient. Zwischen beiden befindet sich ein Dielektrikum. Aufgrund dieses Aufbaus haben Koaxkabel sowohl eine Kapazität als auch eine Induktivität, die sich wie folgt berechnen lassen:

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 l \frac{2\pi}{\ln(R_a/R_i)} \quad L = \mu_r \mu_0 l \frac{\ln(R_a/R_i)}{2\pi} \quad (1.1)$$

Hierbei bedeuten l die Länge des Kabels, R_a der Radius des Außenmantels und R_i der Radius des Innenleiters und

$$\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm} \quad \mu_0 = \frac{4\pi}{10} \cdot 10^{-6} \frac{Vs}{Am} .$$

Die Herleitung der Ausdrücke 1.1 steht im Anhang dieses Kapitels.

Jede Leitung hat vier Kenngrößen, von denen die Übertragung der elektrischen Energie abhängt: Widerstand R , Induktivität L , Verlustleitwert ('Ableitung') G und Kapazität C . Unter der Ableitung versteht man den ohmschen Leitwert zwischen Hin- und Rückleiter. Alle vier Größen wachsen wegen des gleichmäßigen Aufbaus der Leitung proportional der Leitungslänge l an. Daher werden ihre Werte pro Längeneinheit angegeben. Man bezeichnet diese sogenannten Leitungskonstanten mit $R' = R/l$, $L' = L/l$,

$G' = G/l$ und $C' = C/l$. Von den Leitungskonstanten hängen weitere, die Übertragungsfähigkeit einer Leitung kennzeichnende Leitungsgrößen ab. Die wichtigsten von ihnen sind der Wellenwiderstand, die Verzögerungszeit und die Dämpfung. Auch sie werden, da sie nur von der Art der Leitung abhängen und für jede Leitung einen festen Wert haben, als Leitungskonstanten bezeichnet.

An Stelle der exakten, mathematischen Ableitung der Leitungsgleichungen soll hier ein vereinfachtes Bild der Vorgänge längs einer verlustlosen Leitung entwickelt werden. Dazu ersetzen wir das Kabel durch eine Kette von möglichst vielen LC-Gliedern, wie es Abb. 1.1 für 3 Glieder zeigt. Die Gesamtinduktivität L und die Gesamtkapazität C des Kabels werden in dieser Darstellung über die Länge des Kabels gleichmäßig verteilt.

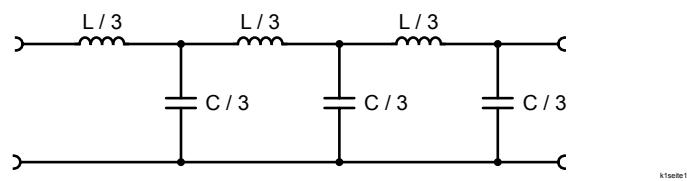


Abb. 1.1: Leitungsmodell aus LC-Gliedern

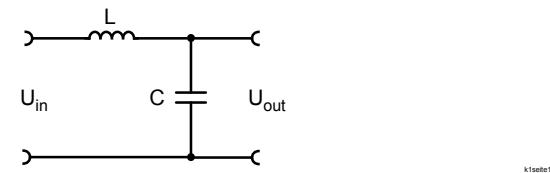


Abb. 1.2: Einzelnes LC-Glied

Zum besseren Verständnis der Ausbreitung einer elektrischen Wechselgröße (auch eine impulsförmige Spannung kann nach Fourier als eine Summe solcher betrachtet werden) auf einer Leitung muss man sich die Verhältnisse an einem einzelnen LC-Glied klarmachen (Serienschwingkreis, s. Abb. 1.2).

Infolge der LENZSchen Regel lädt sich der Kondensator C beim Einschalten einer Eingangsspannung U_{In} mit einer zeitlichen Verzögerung auf, die Ausgangsspannung U_{Out} eilt der Eingangsspannung U_{In} nach. Schaltet man viele LC-Glieder hintereinander, so ist die Ausgangsspannung des ersten LC-Gliedes die Eingangsspannung für das zweite LC-Glied etc. Auf diese Weise ist die endliche, von L und C abhängige Laufzeit einer Spannungsänderung am Eingang der LC-Kette zum Ausgang leicht einzusehen. Die exakte Beschreibung folgt im nächsten Abschnitt.

1.2 Mathematische Beschreibung der Wellenausbreitung auf homogenen Leitungen

Zur Beschreibung von Strom und Spannung auf einem kurzen Kabelstück der Länge Δx ($\Delta x \ll \lambda$), kann man das folgende Ersatzschaltbild benutzen (Abb. 1.3).

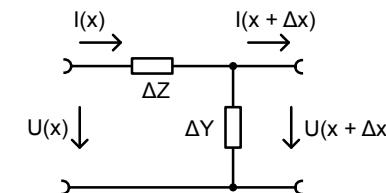


Abb. 1.3: Vollständiges differentielles Leitungs-Ersatzschaltbild

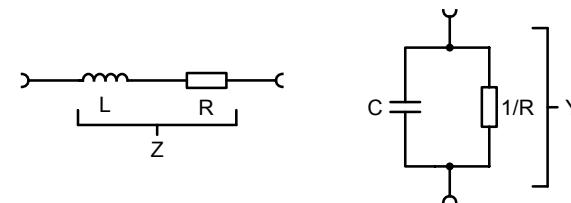


Abb. 1.4: Aufbau der Impedanz Z und der Admittanz Y

Dabei ist die Längsimpedanz $Z := i\omega L + R$ eine Serienschal-

tung von Spule und Verlustwiderstand und die Queradmittanz Y eine Parallelschaltung von Kondensator und Verlustleitwert $Y := i\omega C + G$. ΔZ und ΔY seien deren differentielle Anteile (Abb. 1.4). Impedanz und Admittanz sind proportional zur Länge des Leitungsstücks; deswegen führt man die Bezeichnungen ein

$$Z' := \frac{Z}{x} = \frac{\Delta Z}{\Delta x} \quad \text{und} \quad Y' := \frac{Y}{x} = \frac{\Delta Y}{\Delta x}$$

Für die Ströme und Spannungen gilt (Richtungen beachten):

$$\begin{aligned} U(x) &= I(x) \cdot \Delta Z + U(x + \Delta x) \\ I(x) &= I(x + \Delta x) + U(x + \Delta x) \cdot \Delta Y \end{aligned} \quad (1.2)$$

Daraus folgt für $\Delta U = U(x + \Delta x) - U(x)$ und für $\Delta I = I(x + \Delta x) - I(x)$:

$$\begin{aligned} \Delta U &= -I(x) \cdot \Delta Z \\ \Delta I &= -U(x) \cdot \Delta Y + I(x) \cdot \Delta Y \cdot \Delta Z \end{aligned} \quad (1.3)$$

Nach Division durch Δx und Grenzübergang $\Delta x \rightarrow 0$ erhält man das Differentialgleichungssystem (beachten Sie, dass $\frac{\Delta Z}{\Delta x} = Z' = \text{const}$):

$$\frac{dU}{dx} = -I \cdot Z', \quad \frac{dI}{dx} = -U \cdot Y' \quad (1.4)$$

wobei der quadratisch kleine Term vernachlässigt wurde. Nach weiterer Ableitung und Einsetzen erhält man:

$$\frac{d^2U}{dx^2} - \Upsilon^2 U = 0 \quad (1.5)$$

mit

$$\Upsilon^2 = Z' \cdot Y' = (R' + i\omega L') \cdot (G' + i\omega C') \quad (1.6)$$

Nimmt man auch die Zeitabhängigkeit der Lösung, die bisher nicht berücksichtigt wurde, hinzu, so kann man zeigen, daß die

Lösung unseres Ansatzes aus der Superposition einer hin- und einer rücklaufenden ebenen Welle besteht:

$$\begin{aligned} U(x, t) &= U_h(x, t) + U_r(x, t) \\ &= (U_{h0} e^{-\Upsilon x} + U_{r0} e^{\Upsilon x}) e^{i\omega t}. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Aus 1.4 folgt für den Strom:

$$\begin{aligned} I(x, t) &= (U_{h0} e^{-\Upsilon x} - U_{r0} e^{\Upsilon x}) \cdot \sqrt{\frac{G' + i\omega C'}{R' + i\omega L'}} e^{i\omega t} \\ &= I_h(x, t) + I_r(x, t). \end{aligned} \quad (1.8)$$

Die Gesamtspannung $U(x, t)$ wird also durch die Summe aus hin- und rücklaufender Spannungsamplitude, der Gesamtstrom $I(x, t)$ durch die Differenz derselben bestimmt. Für die physikalische Interpretation ist hier $\text{Re}\{U(x, t)\}$ und $\text{Re}\{I(x, t)\}$ zu nehmen. Hierbei beschreibt $\Upsilon = \alpha + i\beta$ die Dämpfung und $\alpha = \Re(\Upsilon)$ heißt Dämpfungskonstante. Im verlustfreien Fall ($R' = G' = 0$) ist

$$\Upsilon = i\omega \sqrt{L'C'} = i\beta. \quad (1.9)$$

1.3 Phasengeschwindigkeit und Wellenwiderstand

Die Wellenlänge λ leitet sich ab aus der Bedingung

$$e^{i\beta x} = e^{i\beta(x+\lambda)} \Rightarrow \lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega \sqrt{L'C'}}, \quad (1.10)$$

und die Phasengeschwindigkeit ist

$$v_{\text{ph}} = \nu \cdot \lambda = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}. \quad (1.11)$$

Die Gruppengeschwindigkeit (=Signalgeschwindigkeit)

$$v_{\text{gr}} = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{1}{d\beta/d\omega} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} = v_{\text{ph}} \quad (1.12)$$

ist im verlustfreien Idealfall gleich der Phasengeschwindigkeit. Durch Einsetzen der Ausdrücke für L' und C' aus 1.1 folgt

$$v_{\text{ph}} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r \epsilon_0 \mu_0}} = c_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}. \quad (1.13)$$

Die Phasengeschwindigkeit in einem Kabel ist gleich der Geschwindigkeit von Wellen (gleicher Wellenlänge) in Materie mit gleichem ϵ_r und μ_r .

Der Wellenwiderstand Z ist definiert als:

$$\begin{aligned} Z &= \frac{U_h(x)}{I_h(x)} = \frac{U_{h0}}{I_{h0}} = \sqrt{\frac{R' + i\omega L'}{G' + i\omega C'}} \\ &= \sqrt{\frac{L'}{C'}} \cdot \sqrt{\frac{1 - i\frac{R'}{\omega L'}}{1 - i\frac{G'}{\omega C'}}} = \frac{U_r(x)}{-I_r(x)} \end{aligned} \quad (1.14)$$

Im verlustfreien Fall ist $Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$ rein reell (d. h. ohmsch). Deshalb konnte in 1.8 auf eine Phase zwischen $U(x, t)$ und $I(x, t)$ verzichtet werden. Es gilt dann für ein Koaxialkabel nach 1.1:

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\epsilon_r \epsilon_0}} \cdot \frac{\ln(R_a/R_i)}{2\pi} = Z_{\text{frei}} \cdot \frac{\ln(R_a/R_i)}{2\pi}, \quad (1.15)$$

wobei Z_{frei} der Wellenwiderstand einer freien Welle im Medium mit ϵ_r und μ_r ist. Für das Vakuum gilt

$$Z_{\text{frei}}^{\text{vac}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi\Omega \approx 377\Omega \quad (1.16)$$

Die Wellenwiderstände verschiedener Kabel lassen sich damit berechnen.

Häufig werden HF-Kabel mit großen Verzögerungszeiten, d. h. kleinen v_{ph} , gebraucht.

Aufg. A: Was muss man tun, um große Verzögerungszeiten zu erreichen?

Eine weitere Möglichkeit, die Verzögerungszeit zu verändern, besteht darin, durch Aufwickeln des Innenleiters und durch einen Ferritkern die Induktivität des Kabels zu ändern.

Typ	Wellenwiderstand $\pm 10\% [\Omega]$	Verzögerungszeit/m $\pm 10\% [\frac{\text{ns}}{\text{m}}]$	Kapazität pro m [$\frac{\text{pF}}{\text{m}}$]	Bandbreite [MHz]	Dämpfung bei 200 MHz [$\frac{\text{dB}}{100\text{m}}$]
RG-58C/U	50	5	100	—	24
RG-174/U	50	5	101	—	40
RG-218/U	50	5	101	—	5
RG-63/U	125	4	33	—	8
HH 1500a	1500	260	—	15	$\sim \infty$
HH 2500	2500	2000	800	8	$\sim \infty$
Vakuum	376,7	3,33	—	∞	0

Tabelle 1.1: Einige Daten üblicher Kabelsorten

Aufg. B: Welche Konsequenz für den Wellenwiderstand haben die verschiedenen Möglichkeiten, die Verzögerungszeiten zu verändern?

1.4 Leitungsabschluss und Anpassung

Auf einer Leitung existiert nach 1.2 sowohl eine einlaufende als auch eine rücklaufende Spannungs- und Stromwelle. Eine rücklaufende Welle entsteht dadurch, dass die Energie der einlaufenden Welle nicht vollständig im Abschlusswiderstand R_A verbraucht wird. Vollständige Absorption kann nur bei Leitungsanpassung gewährleistet werden, d. h. wenn der Abschlusswiderstand R_A gleich dem Wellenwiderstand Z des Kabels ist. Die reflektierte Welle (Strom und Spannung) nimmt eine solche Größe und Phasenlage ein, dass ihre Überlagerung mit der primären Welle am Leitungsende gerade die Verhältnisse schafft, die dem OHMSchen Gesetz Genüge leisten, d. h. am Leitungsende ($x = l$) gilt (h steht für hin-, r für rücklaufende Welle):

$$R_A = \frac{U_h(l) + U_r(l)}{I_h(l) + I_r(l)} = Z \cdot \frac{U_{hl} + U_{rl}}{U_{hl} - U_{rl}} = Z \cdot \frac{1+r}{1-r} \quad (1.17)$$

Dabei wurde mit $r = \frac{U_{rl}}{U_{hl}}$ der Reflexionsfaktor definiert. Es ist also

$$r = \frac{1 - \frac{Z}{R_A}}{1 + \frac{Z}{R_A}} = \frac{R_A - Z}{R_A + Z} \quad (1.18)$$

Vergleichen sie 1.18 mit dem Reflexionsfaktor in der Optik:

$$r = \left(\frac{n - 1}{n + 1} \right)^2 \quad (1.19)$$

Wir definieren ferner

$$s = \frac{1 + |r|}{1 - |r|} = \text{Stehwellenverhältnis} \quad (1.20)$$

$$m = \frac{1}{s} = \text{Anpassungsfaktor} \quad (1.21)$$

und unterscheiden folgende drei Fälle für die Auswirkung des Abschlusswiderstandes R_A auf Signale, die gemäß Abb. 1.5 auf ein Kabel gegeben werden. Der Generator sei dabei an das Kabel angepasst: $R_I = Z$.

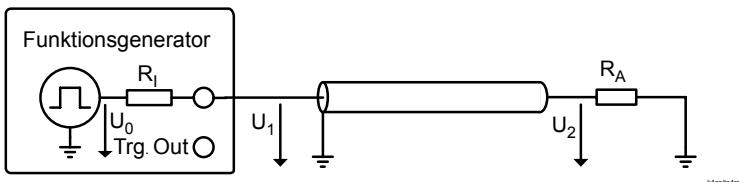


Abb. 1.5: Kabel mit Abschlusswiderstand

a) angepasster Abschluß: $R_A = Z, r = 0, s = 1, m = 1$. Ist der Abschlusswiderstand gleich dem Wellenwiderstand tritt keine Reflexion ein. Es herrscht Anpassung. Alle Energie, die am Eingang in das Kabel einläuft, wird, abgesehen von den Verlusten auf der Leitung, am Kabelende vollständig an den Verbraucher R_A abgegeben, da dieser aus der Sicht des Kabels aussieht wie eine Fortsetzung des gleichen Kabels. Das bedeutet, daß ein am Ende richtig abgeschlossenes Kabel am Eingang immer aussieht

wie ein unendlich langes Kabel, nur seinen Wellenwiderstand Z zeigt, und es nur die hinlaufende und keine rücklaufende Welle gibt ($U_r = 0, r = 0$). Weiterhin ist im Falle von Anpassung $U_1 = U_{h0} = U_0/2$. Dies ist leicht einzusehen, wenn man sich klar macht, dass die Anordnung nichts anderes als ein Spannungsteiler aus R_I und Z ist und der Innenwiderstand des Generators an das Kabel angepasst ist, d. h. $R_I = Z$ ist. Die Spannung am Verbraucher ist $U_2 = U_{hl}$, und der Strom ist $I_2 = I_{hl} = U_2/Z$.

b) offene Leitung: $R_A = \infty, r = +1, s = \infty, m = 0$. Bei offenem Ende ist $I_2 = I_{rl} + I_{hl} = 0$, da nach außen kein Strom fließt. Aus $I_{rl} = -I_{hl}$ folgt $U_{rl} = U_{hl} = U_2/2$, d. h. die rücklaufende Welle ist genau so groß wie die hinlaufende Welle, und der Reflexionsfaktor nimmt den Wert $r = +1$ an. Am (angepassten) Generator wird die rücklaufende Welle jedoch geschluckt, so daß es keine erneute Reflexion in Richtung offenes Ende gibt. Die hinlaufende Welle ist daher genau so groß wie im Fall (a), nämlich $U_{h0} = \frac{U_0}{2}$, und die Spannung am Kabelende ist genau doppelt so groß wie bei Anpassung, nämlich $U_2 = 2U_{hl}$.

c) Kurzschluss: $R_A = 0, r = -1, s = \infty, m = 0$. Bei Kurzschluss am Ausgang der Leitung wird $U_2 = U_{rl} + U_{hl} = 0$, da am Kurzschluß die Spannung gleich Null ist. $U_{rl} = -U_{hl}$ bedeutet daß die rücklaufende Welle entgegengesetzt gleich groß ist wie die hinlaufende Welle. Der Reflexionsfaktor nimmt folglich den Wert $r = -1$ an. Der Strom am Kurzschluß ist $I_2 = I_{hl} + I_{rl} = 2I_{hl}$, d. h. doppelt so groß wie der Strom bei Anpassung.

Der Leitungsabschluß mit dem Wellenwiderstand (Anpassung) wird, z. B. in der digitalen Technik, oft angewendet, um zu verhindern, dass ein Impuls am Ende einer Leitung reflektiert wird und zu seiner Signalquelle zurückläuft. Für den Fall dass der Innenwiderstand der Signalquelle R_I nicht gleich dem Wellenwiderstand Z des Kabels ist, wird nämlich der Impuls dort erneut reflektiert und hat einen weiteren Impuls am Leitungsende zur Folge, der – mit der doppelten Laufzeit durch das Kabel verzögert – dort ankommt.

Aufg. C: Sei ein Kabel abgeschlossen mit $R_A = Z$. Wie hängt

der Eingangswiderstand R_{in} des Kabels von seiner Länge ab?

Aufg. D: Berechnen Sie die Phasengeschwindigkeit sowie den Wellenwiderstand eines Leiters mit den Eigenschaften $R_A/R_I = 2.3$, $\epsilon_r = 1.5$ und $\mu_r = 1.5$ unter der Annahme eines verlustfreien Idealfalls. Was für eine Verzögerungszeit pro Meter ergibt sich daraus?

1.5 Versuchsdurchführung

Notieren Sie bitte vor Versuchsbeginn die Seriennummern der Laborgeräte an Ihrem Arbeitsplatz:

1. Oszillograph
2. Funktionsgenerator
3. Kabel HH 2500, 3 Stück
4. Kabelkasten (RG-58 C/U)
5. Differenzierglied
6. Differenzierglied mit $2,2\text{ k}\Omega$ Anpassung
7. Anpasswiderstand: $2,45\text{ k}\Omega$
8. Abschlusswiderstand: $2,5\text{ k}\Omega$ und $50\text{ }\Omega$
9. Einstellbarer Abschlusswiderstand: $0 - 10\text{ k}\Omega$

1.5.1 Versuchsaufgabe 1: Differenzierglied

Das Rechtecksignal soll mit Hilfe eines Hochpassgliedes differenziert werden. Stecken Sie dazu das RC-Glied (ohne den $2,2\text{ k}\Omega$ Abschluss) an den Generatortausrang und verbinden Sie RC-Glied und Oszillograph mit einem BNC-Kabel. Wählen Sie 200 kHz als Frequenz. Zeichnen Sie das Oszillogramm! Was ändert sich, wenn Sie das RC-Glied mit dem eingebauten $2,2\text{ k}\Omega$ Widerstand verwenden? Warum?

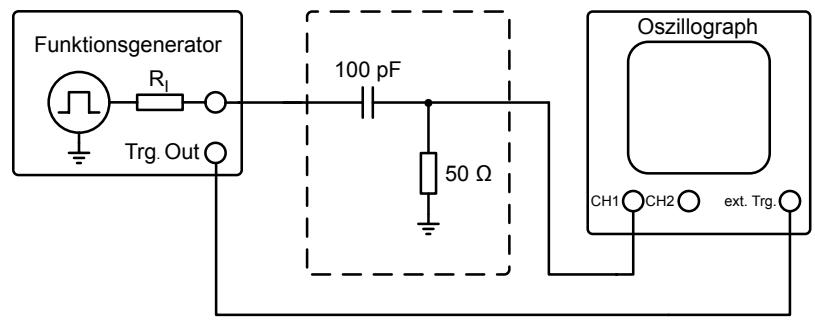


Abb. 1.6:

1.5.2 Versuchsaufgabe 2: Impulse auf Kabeln

Mit diesem Versuch sollen Sie verstehen, wie Impulse auf einem Kabel, das *an beiden Enden offen* ist, hin- und herlaufen. *Bauen sie mit Hilfe der Kabelrollen eine Schaltung nach Abb. 1.7 auf.*

Achtung: Bei fast allen Versuchsteilen von Versuch 1 ist es unbedingt erforderlich, dass Sie die Verbindungen zum Generator und vor allem zum Oszillographen so kurz wie möglich machen, um unerwünschte Reflexionen zu vermeiden. Dies ist am einfachsten, wenn Sie den Oszillographen jeweils nur mit einem BNC-T-Stück an den Beobachtungspunkt hinzuschalten, *ohne* ein zusätzliches Kabel.

Das Kabel besteht aus zwei Stück $50\text{ }\Omega$ -Kabeln, die mit kurzen Verbindungskabeln hintereinandergeschaltet sind. Benutzen Sie, wenn möglich, die Kabelrollen. Das hintere Ende bleibt offen; vorn werden die über den Differenzierer kurz gemachten Impulse über einen großen Widerstand (hier $2,2\text{ k}\Omega$) in das Kabel geleitet. Dieser Widerstand ist unkritisch in seiner Größe; er muss nur groß gegen $50\text{ }\Omega$ sein. Dadurch wird erreicht, dass man Impulse hineinbekommt, aber das Ende des Kabels trotzdem "offen" ist. Die Spannung am Kabel wird an zwei Stellen mit den beiden Kanälen des Oszillographen überwacht: direkt am Eingang und in der Mitte des Kabels. Der Oszillograph wird mit dem TTL-

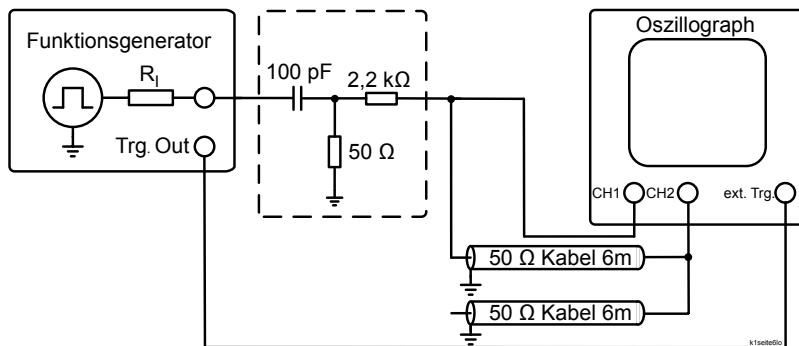


Abb. 1.7:

Signal des Funktionsgenerators getriggert. Der Funktionsgenerator selbst läuft auf Rechteck mit 100 kHz und maximaler Amplitude. Der Oszilloskop wird mit der Zeitablenkung $0,05 \mu\text{s}/\text{cm}$ betrieben. Beide Kanäle werden mit exakt gleicher Empfindlichkeit betrieben. Beschreiben und erklären Sie, was Sie sehen!

1.5.3 Versuchsaufgabe 3: Leitungsabschluss, Verzögerungszeit

Bauen Sie zur Untersuchung verschiedener Leitungsabschlüsse die Anordnung nach Abb. 1.8 auf.

Das Ende des Verzögerungskabels bleibt vorerst offen. Messen Sie jeweils mit und ohne 50Ω -Anpasswiderstand am Eingang des Kabels und diskutieren Sie die Unterschiede. Empfohlene Frequenz: $100 - 300 \text{ kHz}$!

- Zeichnen Sie das Oszillosrogramm!
- Wählen Sie eine schnellere Zeitablenkung des Oszilloscopes (z.B. durch Drücken des Knopfes "x10") und zeichnen Sie das Oszillosrogramm in allen Einzelheiten.
- Schließen Sie das Verzögerungskabel am Ende mit einem Kurzschlussstecker kurz und zeichnen Sie das Oszillosrogramm

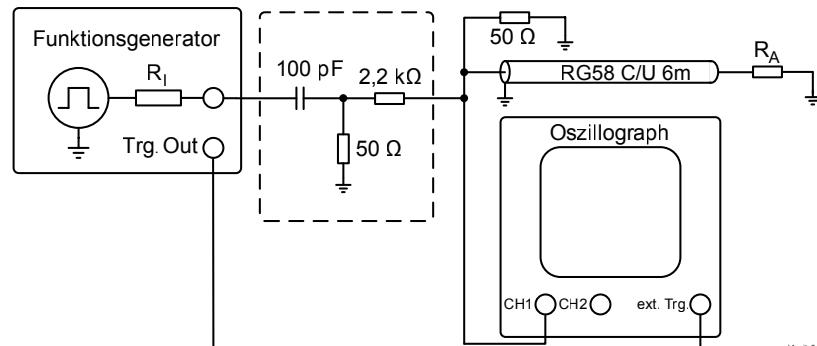


Abb. 1.8:

auf. Welche Unterschiede bemerken Sie zu Oszillosrogramm b)? Wie erklären Sie diese?

- Variieren Sie nun die Frequenz ein wenig und beobachten Sie das Oszilloscopenbild bei einer Zeitablenkung von $0,2 \mu\text{s}/\text{cm}$. Welche Impulsabstände bleiben unverändert und wieso? Bestimmen Sie aus dem Oszillosogramm die Verzögerungszeit des Kabels und vergleichen Sie mit dem Tabellenwert (Tab. 1.1)! Welches Bild erwarten Sie für den Fall, dass das Kabel mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossen ist? Testen Sie es!

1.5.4 Versuchsaufgabe 4: Klippkabel, Dämpfung

Häufig sollen lange Impulse auf eine definierte Länge gekürzt werden. Zu diesem Zweck kann man die Reflexion an einem kurzgeschlossenen Verzögerungskabel einer bestimmten Länge ausnutzen. Ein solches Kabel wird "Klippkabel" genannt. Entfernen Sie aus Versuchsaufbau 3 das Differenzierglied und den Anpasswiderstand. Benutzen Sie das Kabel HH 2500 und passen Sie es an den Generator an (Abb. 1.9).

Zu diesem Zweck sind ein $0,7 \text{ m}$ langes Verzögerungskabel, Typ HH 2500, unter Zwischenschaltung eines Anpasswiderstandes von 2450Ω an den Generator geschaltet. Der Oszilloskop wird,

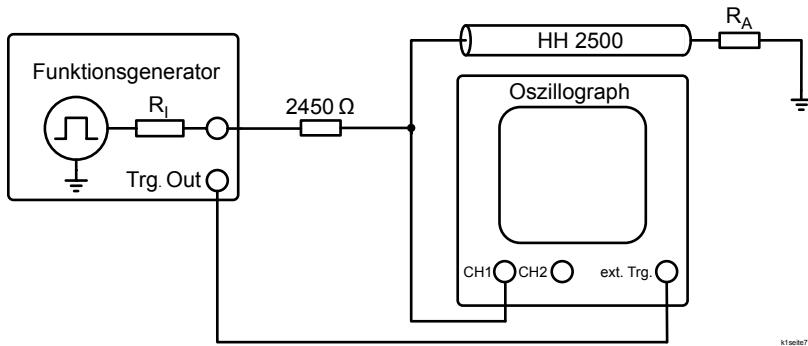


Abb. 1.9:

wie die Zeichnung zeigt, ohne Abschlusswiderstand möglichst kurz an den Anfang des Kabels angeschlossen. Der Frequenzbereich des Funktionsgenerators sollte zwischen 10 und 80 kHz liegen. Die Schaltung wird mit normalen $50\ \Omega$ -Kabeln und -Kupplungen aufgebaut. Dabei werden $2500\ \Omega$ -Kabel und $50\ \Omega$ -Kabel direkt miteinander verbunden, was in der Impulstechnik eine schwere Sünde darstellt. Beachten Sie jedoch, dass ein $50\ \Omega$ -Kabel, das kurz gegenüber der Länge eines durchlaufenden Impulses ist, keinen Wellenwiderstand von $50\ \Omega$ darstellt; man kann dieses kurze Stück eher als einen Draht betrachten. Halten Sie deshalb die Verbindungskabel so kurz wie möglich.

- Das Ende des Verzögerungskabels HH 2500 bleibt zunächst offen. Beobachten Sie das Oszillographenbild und erklären Sie sein Zustandekommen.*
- Nun wird das Verzögerungskabel kurzgeschlossen. Zeichnen Sie das Bild!*
- Variieren Sie die Frequenz ein wenig. Welche Impulsabstände bleiben unverändert und warum?*
- Verwenden Sie jetzt ein 2 m langes (kurzgeschlossenes) Klippkabel (zusammengesetzt aus 3 Teilstücken à ca. 70 cm). Wodurch ist die Länge der geklippten Impulse bestimmt?*

Die Amplitude eines Spannungsimpulses wird beim Durchlaufen eines Kabels gedämpft. Die Dämpfung hat folgende Ursachen:

1. Widerstand des Innen- und Außenleiters,
2. Verluste im Dielektrikum
3. Skineffekt bei hohen Frequenzen
4. Verluste im Ferritkern, falls vorhanden.

Die Abhängigkeit der Dämpfung von der Frequenz ist für die gebräuchlichsten Kabel in Abb. 1.10 aufgetragen. Die Dämpfung könnte in Prozent für eine bestimmte Länge angegeben werden; jedoch wird meist die (logarithmische) Einheit Dezibel (dB) benutzt.

Rechnen in Dezibel (dB)

Ein bestimmtes Verhältnis der Spannung am Ausgang U_2 zu der Spannung am Eingang U_1 eines Hochfrequenz-Bauelementes (Verstärker, Filter, Abschwächer, Mischer, Kabel, ...) entspricht einer Änderung des Signalpegels um

$$20 \log \frac{U_2}{U_1} \text{ dB} \quad (1.22)$$

Das Leistungsverhältnis P_2/P_1 ist gleich dem quadrierten Spannungsverhältnis $(U_2/U_1)^2$. Daher errechnet sich die Verstärkung in dB aus dem Leistungsverhältnis nach

$$10 \log \frac{P_2}{P_1} \text{ dB.} \quad (1.23)$$

Die Angabe von Verstärkungen und Dämpfungen in dB hat den großen Vorteil daß die Werte hintereinander geschalteter Bauelemente in dB einfach addiert werden können, um die Gesamtverstärkung zu erhalten. Des Weiteren kann man mit einer dB-Angabe zugleich die Spannungsverstärkung und die Leistungsverstärkung bzw. -Abschwächung einer HF-Komponente angeben, solange ein bekannter, fester Wellenwiderstand (meist $50\ \Omega$) vorausgesetzt werden kann.

Da die Dämpfung eines Kabels in dB also proportional zu seiner Länge ist, werden Dämpfungswerte verschiedener Kabelsorten in dB/m angegeben, wobei das negative Vorzeichen hierfür der Einfachheit halber weggelassen wird.

- e) Wie macht sich die Dämpfung des Kabels bei der Verwendung als Klippkabel bemerkbar und wie kann man sie messen? Ermitteln Sie die spezifische Dämpfung in dB/m für das Kabel HH 2500!

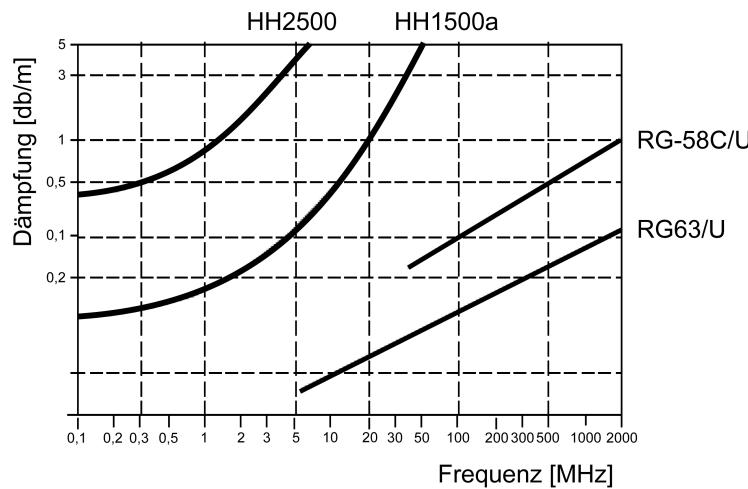


Abb. 1.10: Dämpfung einiger Kabelsorten als Funktion der Frequenz in doppeltlogarithmischer Auftragung

1.6 Anhang: Kapazität und Selbstinduktion eines Koaxkabels

Definitionen:

- Länge des Kabels: l
- Radius des Außenseiters: R_a
- Radius des Innenleiters: R_i

Kapazität

Die Kapazität ist definiert als $C = Q/U$. Zur Bestimmung der Spannung bei gegebenem Q wird das Flußintegral verwendet, man erhält durch Integration über die Zylindermantelfläche mit $R_i < r < R_a$

$$Q = 2\pi rl\varepsilon_0 E(r). \quad (1.24)$$

Die Spannung berechnet sich damit zu

$$U = \int_{R_i}^{R_a} E(r) dr \quad (1.25)$$

$$= \frac{Q}{2\pi l\varepsilon_0} \int_{R_i}^{R_a} \frac{1}{r} dr \quad (1.26)$$

$$= \frac{Q}{2\pi l\varepsilon_0} \ln(R_a/R_i). \quad (1.27)$$

Damit ergibt sich die gesuchte Kapazität zu

$$C = \varepsilon_0 l \frac{2\pi}{\ln(R_a/R_i)}. \quad (1.28)$$

Induktivität

Aus dem Induktionsgesetz $U = -\dot{\Phi}$ mit dem magnetischen Fluß Φ , der hier proportional zu I sein soll, und der Definition $L = -U/\dot{I}$ (Vorzeichen da wegen der Lenzschen Regel die induzierte Spannung U entgegen \dot{I} steht), folgt $L = \Phi/I$. Der gesamte den Innenleiter umfließende magnetische Fluß ist

$$\Phi = l \int_{R_i}^{R_a} B(r) dr, \quad (1.29)$$

das Magnetfeld $B(r)$ ergibt sich aus dem Ampèreschen Gesetz

$$\mu_0 I = \oint B ds = B(r) 2\pi r \quad (1.30)$$

zu

$$B(r) = \frac{\mu_0 I}{2\pi r}. \quad (1.31)$$

Damit ist der Fluß

$$\Phi = \frac{l\mu_0 I}{2\pi} \int_{R_i}^{R_a} \frac{1}{r} dr \quad (1.32)$$

und die Induktivität

$$L = \mu_0 l \frac{\ln(R_a/R_i)}{2\pi} \quad (1.33)$$

Kabel mit Dielektrikum

Ist der Innenraum des Kabels mit Materie gefüllt, so erhöht sich die Kapazität um die relative Dielektrizitätskonstante ε_r und die Induktivität um die relative Permeabilität μ_r des Füllmaterials.

Mit den Definitionen $C = C'l$; $L = L'l$ erhält man für längenbezogene Kapazität und Induktivität:

$$C' = \varepsilon_r \varepsilon_0 \cdot \frac{2\pi}{\ln(R_a/R_i)} \quad (1.34)$$

$$L' = \mu_r \mu_0 \cdot \frac{\ln(R_a/R_i)}{2\pi} \quad (1.35)$$

Versuch 2: Diodenkennlinien

Kenntnisse: Bändermodell, Energieniveaus, Halbleiter, Dotierung, Halbleiterdiode, Diodentypen, Zenerdiode, Kennlinien, Ein- und Zweiwegausrichtung, Graetz-Schaltung, Glättung; Stabilisierung von Spannungen; Korrekturen bezüglich der Innenwiderstände von Messinstrumenten

Literatur:

- J. Antula: Schaltungen der Mikroelektronik, R. Oldenbourg (1994)
- W. Bauer, H.H. Wagener: Bauelemente und Grundschaltungen der Elektronik, C. Hanser (1988)
- K. Beuth: Elektronik 1, Elementare Elektronik, Vogel (1987)
- K. Beuth: Elektronik 2, Bauelemente, Vogel (1992)
- P. Horowitz, W. Hill: The Art of Electronics, Cambridge Univ. P. (1994)
- B. Morgenstern: Elektronik, Bde. I, II, Vieweg (1993)
- R. Müller: Bauelemente der Halbleiterelektronik, Springer (1991)
- R. Müller: Grundlagen der Halbleiterelektronik, Springer (1991)
- H. Müseler, T. Schneider: Elektronik, Bauelemente und Schaltungen, C. Hanser (1989)
- K.H. Rohe: Elektronik für Physiker, Teubner (1987)
- A. Rost: Grundlagen der Elektronik, Springer (1992)
- A. Rötzel: Halbleiter-Bauelemente, Expert-Verlag (1985)
- A. Schlachetzki: Halbleiterelektronik, Teuber (1990)
- U. Tietze, Ch. Schenk: Halbleiterschaltungstechnik, Springer (1993)

Allgemeine Fragen:

- a) Was sind Halbleiter und welche (elektrischen) Eigenschaften besitzen sie?
- b) Wie und weshalb dotiert man Halbleiter?
- c) Was passiert bei einer p-n-Grenzschicht?
- d) Welche elektrischen Charakteristiken haben Dioden? Für welche Anwendungszwecke können diese ausgenutzt werden?

2.1 Vorbereitung

Der Schwerpunkt der Vorbereitung auf diesen Versuch sollte auf der Halbleiterphysik liegen, soweit sie in diesem Stadium Ihres Studiums verstanden werden kann. Hinzu kommen Funktionsweise und Eigenschaften verschiedener Halbleiterdiodentypen sowie einfache praktische Anwendungen. Wegen der reichhaltigen Literatur verzichtet die Versuchsbeschreibung auf die Darstellung der Grundlagen der Halbleiterphysik und beschränkt sich auf die Anwendungen in Form einiger Diodentypen. Überprüfen Sie daher Ihre eigene Vorbereitung durch Beantwortung folgender Fragen (wie immer schriftlich vor Beginn des Versuchstages im Protokollheft):

Aufg. A: Was bestimmt die Dicke der Grenzschicht bei einem p-n-Halbleiter?

Aufg. B: Wie ändert sich die Kapazität einer Diode im Sperrfall mit der angelegten Spannung?

Die Diode (Abb. 2.1) ist der einfachste nichtlineare Zweipol, ihre Kennlinie ist in Abb. 2.2 dargestellt. Sie unterscheidet sich damit vom linearen Verhalten eines Ohmschen Widerstands. Der

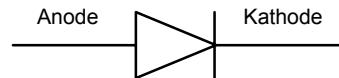


Abb. 2.1: Schaltsymbol einer Diode

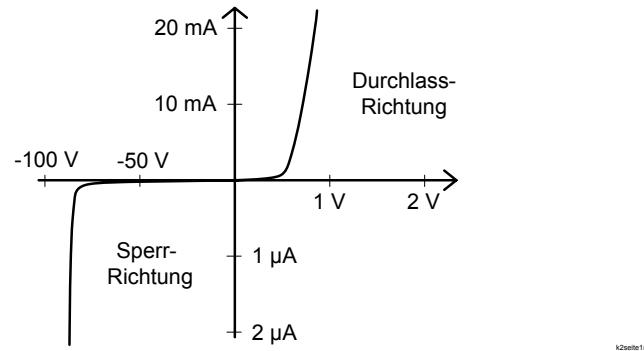


Abb. 2.2: Strom-Spannungs-Kennlinie einer typischen Silizium-Kleinsignaldiode (schematisch)

“Diodenpfeil” (Anode) im Symbol der Abb. 2.1 zeigt in die Richtung des Durchlassstroms. Wenn z. B. die Diode in einem Schaltkreis integriert ist, in dem ein Strom 10 mA von der Anode zur Kathode fließt (in “Durchlassrichtung”), dann ist die Anode etwa 0,6 V positiver als die Kathode. Das nennt man die “Durchlassspannung” oder “Schwellenspannung” der Diode. Der entgegengesetzte Strom (Sperrrichtung) liegt normalerweise nur im Nanoampere-Bereich.

Aufg. C: Skizzieren Sie den Kennlinienverlauf, $I = f(U)$, der Zweipole aus Abb. 2.3 ($R = 100\Omega$; $D = \text{Diode}$). Erläutern Sie bei c) und d) den Einfluss der Widerstände.

Wird in Sperrrichtung eine Spannung oberhalb der Durchbruchsspannung (100-1000 V) angelegt, so kommt es zum Durchbruch, d. h. einem erhöhten Stromfluss in Sperrrichtung, der eine normale Diode zerstört. Die Ausnahme ist die Zenerdiode, die so

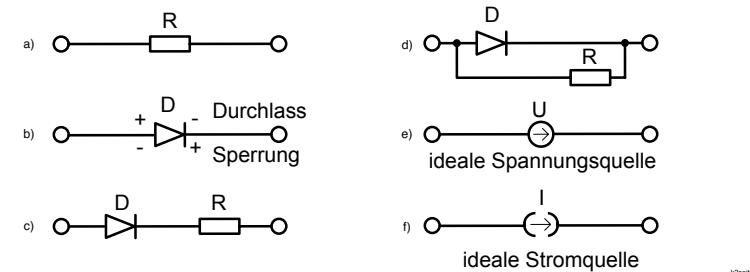


Abb. 2.3: Einige Zweipole

beschaffen ist, dass ein Durchbruch die Diode nicht dauerhaft zerstört. Es gibt Zenerdioden für alle wünschenswerten Durchbruchsspannungen (3-180 V). Sie werden in Sperrrichtung betrieben und finden Verwendung, um Spannungen zu begrenzen oder konstante Spannungen in Schaltkreisen zu erzeugen.

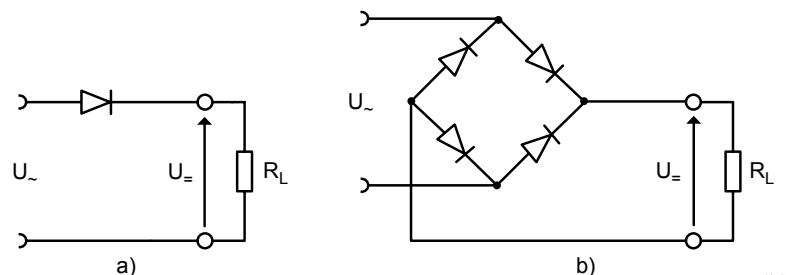


Abb. 2.4: Ein- und Zweiweggleichrichter

Die einfachste und meist genutzte Anwendung normaler Dioden liegt in dem großen Unterschied zwischen Durchlass- und Sperrstrom und ist die Gleichrichtung. Ein Gleichrichter wandelt Wechselstrom in Gleichstrom um. Der einfachste Schaltkreis ist in Abb. 2.4 (a) dargestellt. Man spricht hier von einem “Einweggleichrichter”. Abb. 2.4 (b) zeigt einen “Zweiweggleichrichter”, die sogenannte Graetzschaltung.

Aufg. D: Skizzieren Sie den zeitlichen Verlauf der Ausgangs-

spannungen der Schaltungen in Abb. 2.4 (a) und (b), wenn die Eingangsspannung eine weit über der Durchlassspannung der Dioden liegende Sinusspannung ist.

Die in beiden Schaltungen erreichten Ausgangsspannungen sind nur in dem Sinne Gleichspannungen, als sie die Polarität nicht wechseln. Sie haben immer noch einen mächtigen "Brumm" (periodische Spannungsschwankungen um einem festen Durchschnittswert). Um diesen Brumm zu beseitigen benutzt man eine zum Gleichrichterausgang parallele Kapazität C (s. Abb. 2.5).

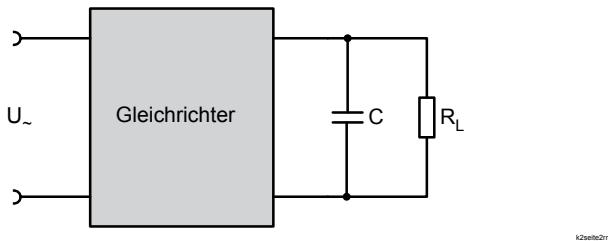


Abb. 2.5: Glättungskondensator

Aufg. E: Wie muss C dimensioniert sein, um die Welligkeit der Spannung über R möglichst klein zu halten?

2.2 Versuchsdurchführung

2.2.1 Statische Messung von Diodenkennlinien

Zur statischen Messung der Kennlinie einer Germaniumdiode und einer Siliziumdiode stehen Ihnen folgende Messgeräte zur Verfügung:

1. Gleichspannungsnetzgerät, regelbar von 0 bis 15 V
2. Vielfachmessinstrument UNIGOR 4P
3. Digitalmultimeter: ABB MM2005 oder METEX M-3640D
4. Oberer Teil des Schaltbrettes "Diode".

Aufg. F: Wie würden Sie Strom- und Spannungsmessgerät zur Messung der Kennlinie in Durchlassrichtung und in Sperrrichtung anordnen? Berücksichtigen Sie die Innenwiderstände der beiden Geräte.

Das zu Versuch 2 gehörende Dioden-Schaltbrett enthält in seinem oberen Teil folgende Schaltung (s. Abb. 2.6).

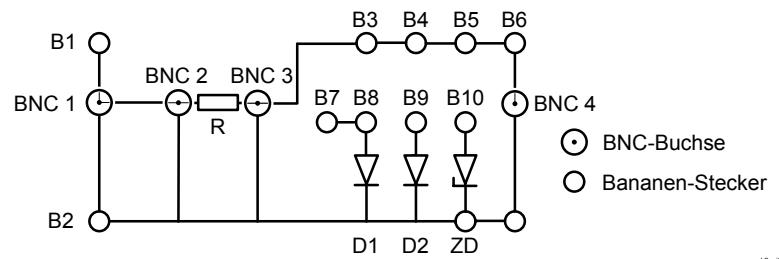


Abb. 2.6: D1 = MRA4004 (Si), D2 = 10BQ015 (Schottky), ZD = Zenerdiode

Schließen Sie das regelbare Netzgerät über Buchse B1 und B2 an. Zum Schutz der Dioden darf der 100 Ω - Widerstand R nicht überbrückt werden. Bemerkung: Auf Ihrem Versuchsbrett sind die Buchsen nicht beschriftet!

Versuchsaufgabe 1: Statische Messung der Diodenkennlinie

Nehmen Sie die Kennlinie in Durchlass- und Sperrrichtung der Dioden D1 und D2 auf. Beachten Sie dabei die Grenzwerte für die verwendeten Dioden:

- D1: Silizium-Diode MRA4004, max. Sperrspannung 400 V; max. Durchlassstrom 1000 mA;
- D2: Schottky-Diode 10BQ015, max. Sperrspannung 15 V; max. Durchlassstrom 1000 mA.

2.2.2 Aufnahme von Diodenkennlinien mit dem Oszilloskop

Aufg. G: Wie kann man sich eine zu einem Strom proportionale Spannung herstellen?

Zur Messung von Diodenkennlinien stehen Ihnen folgende Messgeräte zur Verfügung: Oszilloskop, Signalgenerator, Oberer Teil des Schaltbretts "Diode".

Versuchsaufgabe 2: Oszillosrogramm der Diodenkennlinie

Nehmen Sie die Kennlinien der Dioden D1, D2 und ZD auf. Skizzieren Sie die oszillographierten Kennlinien der drei Diodentypen. Erklären Sie die Unterschiede. Welche Zenerspannung ergibt sich aus der Kennlinie der Zenerdiode?

Schalt- und Einstellhilfen: Am Signalgenerator auf Dreieck oder Rampe 200 Hz, DC-Offset auf 0 V. Mit dem Regler wird die Ausgangsspannung des Generators ganz herunter gedreht. Ausgang des Signalgenerators auf BNC 1. Je nach zu messender Diode B3 mit B8, B4 mit B9 oder B5 mit B10 verbinden. Zur Strommessung mit dem Oszilloskop wird mit Hilfe des 100Ω -Widerstandes R eine zum Strom proportionale Spannung erzeugt.

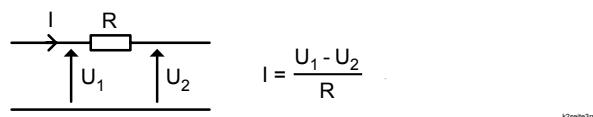


Abb. 2.7: Zur Strommessung

Mit Hilfe der Y-Eingänge des Oszilloskop kann die Spannungsdifferenz $U_1 - U_2$ leicht gemessen werden. Dazu wird die schwarze Box (Black Box) verwendet. Diese besitzt 2 Signaleingänge und ein Ausgangssignal, sowie einen Eingang zur Spannungsversorgung. Die Black Box dient dazu, die zum Strom proportionale Spannung aus der Differenz zwischen U_1 (BNC 2) und

U_2 (BNC 3) zu erzeugen. Überlegen Sie sich, wo auf dem Dioden-Schaltbrett die entsprechenden Spannung abgegriffen werden können und verbinden Sie diese mit den beiden Eingängen der Black Box. Achten Sie darauf, dass einer der Eingänge in der Black Box invertiert wird, um die Differenz zu bilden! Der Ausgang der Black Box wird mit dem CH2-Eingang des Oszilloskoppen verbunden. Verbinden Sie außerdem BNC 3 mit dem CH1-Eingang des Oszilloskoppen. Stellen Sie nun das Oszilloskoppen in den X-Y Modus. Diese Option finden Sie unter dem Menü der horizontalen Ablenkung. Achten Sie darauf, beide Y-Kanäle auf gleiche Ablenkung (empfohlener Wert 1 V/cm) einzustellen. Jetzt muss bei richtiger Verdrahtung und Einstellung auf dem Oszilloskoppen ein Punkt erscheinen. Er ist der Nullpunkt für ihre Kennlinie. Notieren Sie diesen für die spätere Versuchsauswertung. Wenn Sie nun die Ausgangsamplitude des Dreiecksgenerators erhöhen, können Sie die Entstehung der Kennlinie auf dem Oszilloskoppen beobachten.

Achtung: Bei fehlender Ablenkung am **analogen Oszilloskop** sofort die Helligkeit ("INTENS.") verringern sonst besteht Einbrenngefahr!

Achtung: Keine 50Ω -Abschlusswiderstände am Oszilloskoppen!

2.2.3 Gleichrichtung einer sinusförmigen Wechselspannung

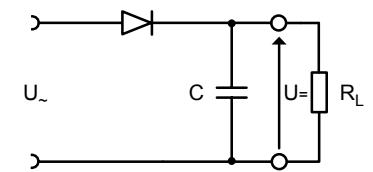


Abb. 2.8: Einweggleichrichtung

Aufg. H: Für Abb. 2.8: Berechnen Sie größenordnungsmäßig die größte Kapazität, die benutzt werden darf, ohne die Grenzwerte der Si-Diode zu überschreiten. Nehmen Sie dazu an, dass sich U beim Einschalten um 1 V in $100 \mu\text{s}$ ändert und vernachlässigen Sie den Einfluss von R_L .

Aufg. I: Skizzieren Sie den zeitlichen Verlauf der Spannung am Ausgang der Schaltungen in Abb. 2.9.

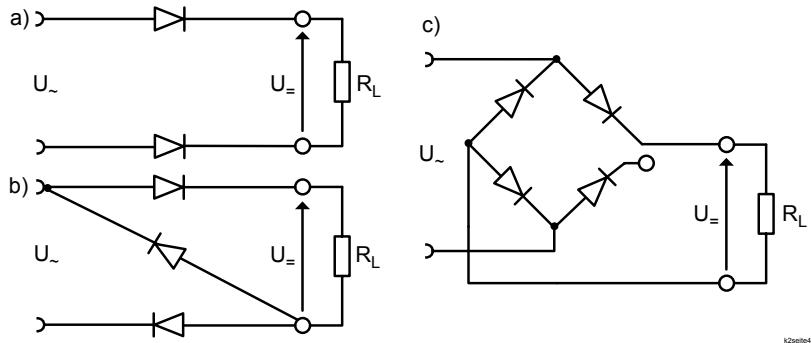


Abb. 2.9: Ein- und Zweiweggleichrichtung mit dem Dioden-Schaltbrett

Im Versuch wird die Einweggleichrichtung durch die Auftrennung der Graetzschaltung erreicht. Bei der Einweggleichrichtung werden die Einflüsse verschiedener Schaltungsvarianten auf die Güte der Gleichrichtung deutlich sichtbar.

Geräte: Oszillograph, Spezial-Generator, unterer Teil des Schaltbrettes "Diode"

Das zu Versuch 2 gehörende Dioden-Schaltbrett enthält in seinem unteren Teil die in Abb. 2.10 gezeigte Anordnung.

Die gleichzurichtende Wechselspannung von 20 V wird einem separaten massefreien Netzgerät entnommen (kleiner grauer Kasten). Das Potentiometer auf dem Schaltbrett dient als variable Last für die gleichgerichtete Spannung.

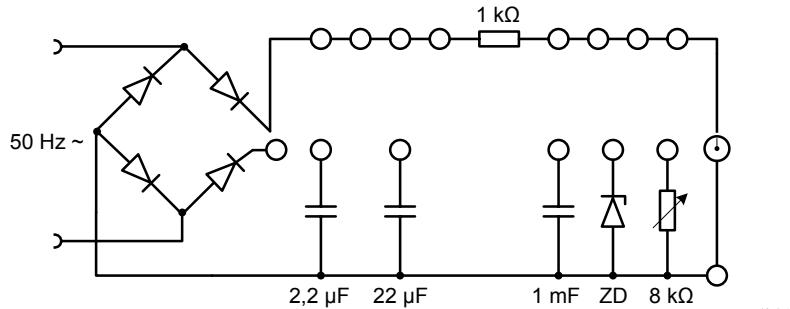


Abb. 2.10: Dioden-Schaltbrett

Versuchsaufgabe 3: Oszillogramm des Einweggleichrichters

Stellen Sie Einweggleichrichtung ein und belasten Sie die gleichgerichtete Spannung minimal, d.h. mit vollen $8 \text{ k}\Omega$ (27 Skt.) am Potentiometer.

- Skizzieren Sie das Oszillogramm der gleichgerichteten Spannung.
- Schalten Sie die Kapazität $2.2 \mu\text{F}$ zu.
- Schalten Sie $22 \mu\text{F}$ zu.
- Schalten Sie $1000 \mu\text{F}$ zu.

Geben sie in allen vier Fällen:

- die mittlere Höhe der Gleichspannung
- die Höhe der Brumm-Amplitude (Spitze-Spitze, auch als peak-peak-Spannung U_{pp} bezeichnet) an.

Erklären Sie die Änderungen!

Versuchsaufgabe 4: Oszillogramm des Zweiweggleichrichters

Stellen Sie die Zweiweggleichrichtung ein und skizzieren Sie die Oszillogramme bei zu Versuchsaufgabe 3 analogen Verhältnissen. Messen Sie die Brummspannungen. Erklären Sie die Änderungen!

2.2.4 Spannungsstabilisierung mit Zenerdiode

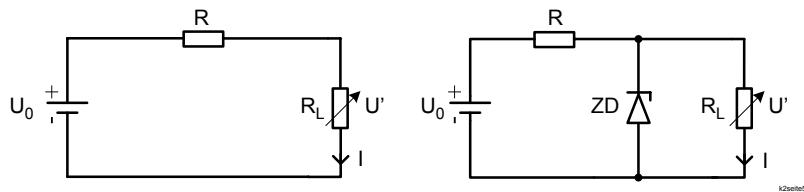


Abb. 2.11: Spannungsstabilisierung mittels Zenerdiode

Es sollen die beiden Schaltungen aus Abb. 2.11 verglichen werden. U_0 ist eine gleichgerichtete Spannung größer als die Zenerspannung der Zenerdiode ZD in Abb. 2.11 rechts. Das Potentiometer R_L stellt eine variable Last der Spannung U' dar.

Aufg. J: Skizzieren Sie die Lastabhängigkeit der Spannung U' in Abb. 2.11 a). Geben Sie die Formel an, aus der sich U' in Abhängigkeit von U_0 , R und R_L berechnen lässt. Was sind die Extremwerte für U' und I ?

Die Stabilisierungsschaltung Abb. 2.11 b) soll für folgenden Fall dimensioniert werden:

1. U_0 schwankt zwischen 16 V und 22 V.
2. R_L schwankt zwischen 200Ω und ∞ .
3. Die Zenerdiode hat die Betriebsdaten: $U_Z = 8,2\text{ V}$; $I_{Z,\min} = 2\text{ mA}$; $I_{Z,\max} = 100\text{ mA}$.

Dabei ist $I_{Z,\min}$ der Strom, der mindestens fließen muss, damit der Arbeitspunkt jenseits des Kennlinienknicks liegt und $I_{Z,\max}$ der maximal zulässige Strom.

Aufg. K: Innerhalb welches Wertebereichs muss bei dieser Dimensionierung der Arbeitswiderstand R liegen, damit die Ausgangsspannung U' bei der Zenerspannung von 8,2 V stabilisiert wird?

Versuchsaufgabe 5: Stabilisierung mit Zenerdiode

Aufgabe der Messung ist es, das Verhalten einer Spannungsstabilisierungsschaltung mit und ohne Belastung zu untersuchen. Die zu stabilisierende Spannung wird folgendermaßen realisiert: Sie bauen im unteren Teil des Schaltbretts die Schaltung für Einweggleichrichtung (Abb. 2.8 ohne Widerstand R_L) ohne Kondensator auf und stellen die Spannung auf dem Oszilloskop dar. Dann glätten Sie mit $22\mu\text{F}$. Was ändert sich und warum? Die Ausgangsspannung U'_- dieser Schaltung ist die Eingangsspannung der Schaltungen 2.11.

- a) **Schaltung ohne Stabilisierung mit Lastwiderstand:** Stecken Sie nun auf dem Schaltbrett die Schaltung nach Abb. 2.11 a) zusammen. Verwenden Sie für R_L das eingebaute Potentiometer und für R einen Widerstand aus dem in Aufg. K: bestimmten Wertebereich. Messen Sie die Lastabhängigkeit der Spannung U' , indem Sie dazu Wertepaare U' , I mit Vielfachinstrumenten bei verschiedenen Lastwiderständen aufnehmen, und tragen Sie die Werte in ein **Diagramm $U' = f(I)$** ein. Beobachten Sie gleichzeitig mit dem Oszilloskop den Restbrumm von U' und erklären Sie sein Verhalten.
- b) **Schaltung mit Stabilisierung und Lastwiderstand:** Schalten Sie nun nach Schaltung Abb. 2.11 b) die Zenerdiode parallel zu R_L und wiederholen Sie die Messungen von a). Tragen Sie die korrigierten Messwerte in das gleiche Diagramm ein. In welchem Lastwiderstandsbereich wirkt die Stabilisierung? Vergleichen Sie die gewonnenen Resultate mit den berechneten Werten.

Versuch 3/4: Transistor und Transistorverstärker

Die Versuche 3 und 4 erstrecken sich zusammen über zwei Halbtage:

1. Halbtag: Transistoreigenschaften
2. Halbtag: Transistorverstärker

Kenntnisse: Grenzschichten bei Diode und Transistor, Transistorströme, charakteristische Eigenschaften, Verstärkungsverhalten, Gleich- und Wechselspannungsverhalten, einfache Schaltungen, Emitterfolger.

Literatur:

- J. Antula: Schaltungen der Mikroelektronik, R. Oldenbourg (1994)
- W. Bauer, H.H. Wagener: Bauelemente und Grundschaltungen der Elektronik, C. Hanser (1988)
- K. Beuth: Elektronik 1, Elementare Elektronik, Vogel (1987)
- K. Beuth: Elektronik 2, Bauelemente, Vogel (1992)
- P. Horowitz, W. Hill: The Art of Electronics, Cambridge Univ. P. (1994)
- B. Morgenstern: Elektronik, Bde. I, II, Vieweg (1993)
- R. Müller: Bauelemente der Halbleiterelektronik, Springer (1991)
- R. Müller: Grundlagen der Halbleiterelektronik, Springer (1991)
- H. Müseler, T. Schneider: Elektronik, Bauelemente und Schaltungen, C. Hanser (1989)
- K.H. Rohe: Elektronik für Physiker, Teubner (1987)

- A. Rost: Grundlagen der Elektronik, Springer (1992)
- A. Rötzel: Halbleiter-Bauelemente, Expert-Verlag (1985)
- A. Schlachetzki: Halbleiterelektronik, Teuber (1990)
- U. Tietze, Ch. Schenk: Halbleiterschaltungstechnik, Springer (1993)
- H. Hinsch: Elektronik - Ein Werkzeug für Naturwissenschaftler, Springer (1996)

3/4 Vorbereitung

Zur Vorbereitung für den ersten Versuchshalbtag sind die Kapitel 3/4.1 bis 3/4.5 bis Gleichung 3/4.10, für den zweiten Versuchshalbtag der Rest des Kapitels 3/4.5 vorgesehen.

3/4.1 Der Transistoreffekt

Ein bipolarer Transistor besteht aus 3 verschiedenen dotierten Halbleiter-Kristallen, die zwei Grenzschichten bilden (Abb. 3/4.1). Abhängig von der Reihenfolge der Dotierungen spricht man von npn- bzw. pnp-Transistoren. Wir werden in diesem Praktikum nur npn-Transistoren verwenden. Die drei dotierten Bereiche werden Emitter, Basis und Kollektor genannt. Emitter und Kollektor unterscheiden sich in der Dotierung und in der Geometrie. Man kann sie daher nicht vertauschen.

Im Betrieb wird die Basis-Emitter-Grenzschicht in Durchlassrichtung und die Basis-Kollektor-Grenzschicht in Sperrrichtung betrieben (s. Abb. 3/4.2).

Die Vorgänge im Transistor sind recht kompliziert und sollen daher hier nur für einen npn-Transistor skizziert werden. Basis und Emitter bilden eine pn-Diode, die (s. Abb. 3/4.3)

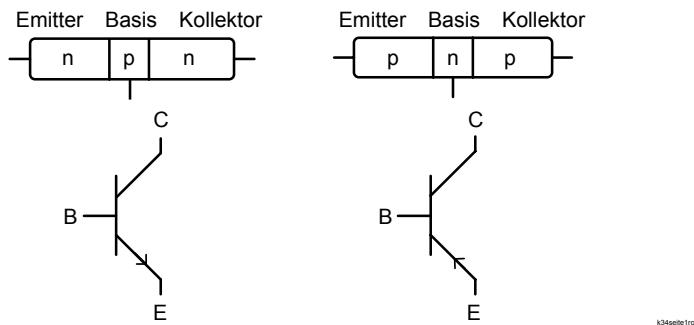


Abb. 3/4.1: a) npn-Transistor, b) pnp-Transistor

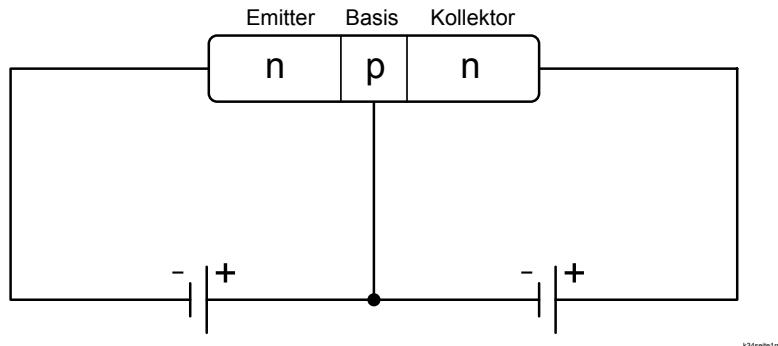


Abb. 3/4.2: Spannungen am Transistor im Betrieb

in Durchlassrichtung betrieben wird. Es fließen also Elektronen vom Emitter zur Basis. Die Strom-/Spannungskennlinie zwischen Basis und Emitter ist daher die einer normalen Diode: Oberhalb von etwa 0,6 Volt steigt der Strom exponentiell an. Der Basis-Kollektor-Übergang stellt eine zweite Diode dar, die jedoch normalerweise in Sperrrichtung gepolt ist. Die Basis-Kollektor-Spannung ist meist recht hoch, so dass im gesperrten pn-Übergang ein hohes elektrisches Feld herrscht.

Durch die unterschiedlichen Spannungsverhältnisse an der BE- bzw. BC-Grenzschicht entsteht in der Basis eine inhomogene Elektronenverteilung und daher ein Konzentrationsgefälle, wel-

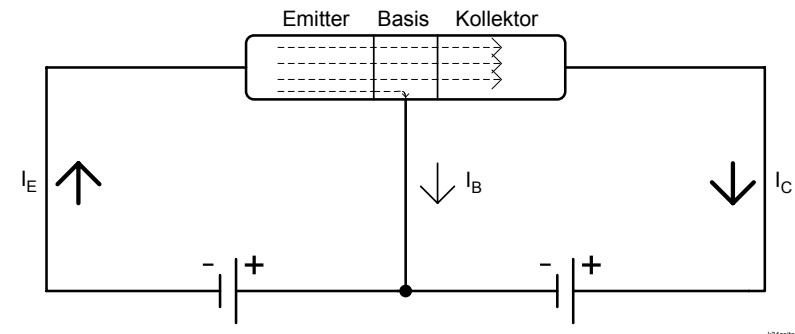


Abb. 3/4.3: Elektronenströme im Transistor, entgegengesetzt zur technischen Stromrichtung

ches bewirkt, dass viele Elektronen aus dem Emitter nicht zur Basis fließen, sondern zur BC-Grenzschicht diffundieren und dort durch das hohe Feld im gesperrten BC-Übergang zum Kollektor hin „abgesaugt“ werden. Da die Basis sehr dünn ist und der Effekt durch geeignete Geometrie und Dotierung verstärkt wird, fließen tatsächlich die meisten Elektronen vom Emitter zum Kollektor, nur sehr wenige ($\sim 1\%$) zur Basis. Dieser geringe Basisstrom ist aber trotzdem nötig, um den EC-Stromfluss zu ermöglichen. Weitere Details über Transistoreigenschaften, auch zur Lösung der nachfolgenden Aufgaben, entnehmen Sie bitte der angegebenen Literatur.

Aufg. A: Wie sieht der Potentialverlauf im npn-Transistor aus

1. ohne äußere Spannung
2. bei außen angelegter Spannung?

Aufg. B: Wie sehen die Ladungsträgerkonzentrationen für Löcher und Elektronen im npn-Transistor aus?

3/4.2 Transistorströme

Die Elektronen-Stromrichtungen sind in Abb. 3/4.4 angegeben, so dass gilt: $I_E = I_B + I_C$. Bei normalem Betrieb (Abb. 3/4.3)

eines npn-Transistors sind also die technischen Ströme sowie die Spannungen U_{CE} und U_{BE} positiv.

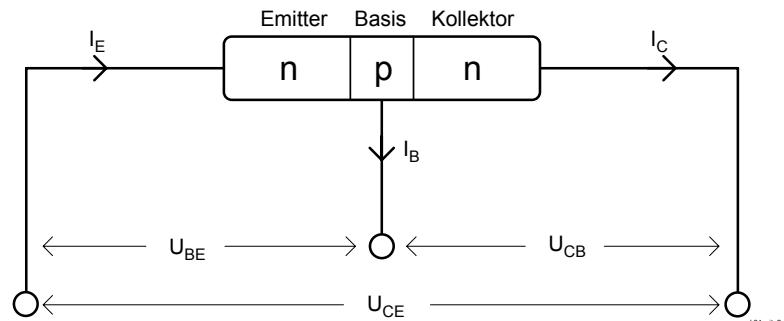


Abb. 3/4.4: Vorzeichenkonvention für Elektronenströme (entgegengesetzt zur technischen Stromrichtung)

Die wesentliche Aufgabe eines Transistors besteht in der Steuerung des Emitter-Kollektor-Stromes durch einen wesentlich kleineren Basisstrom ($\sim 1\%$ des Emitterstroms). Die Beziehung zwischen Basis und Kollektorstrom lässt sich durch die differentielle Stromverstärkung β beschreiben. Diese ist definiert durch

$$\frac{dI_C}{dI_B} = \beta. \quad (3/4.1)$$

Je nach Transistor hat β Werte zwischen 40 und 300 (für bipolare Transistoren). β hängt dabei nur schwach vom Basisstrom I_B ab und es gilt:

$$I_C \approx \beta I_B \quad (3/4.2)$$

Für das Verhältnis der Wechselströme am Kollektor und am Emitter gilt: $dI_C/dI_E = \alpha$ und damit

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (3/4.3)$$

Alpha hat typische Werte von 0,99 und es gilt $I_C \approx \alpha I_E$. Eine dritte Stromverstärkungsgröße ist γ , gegeben durch

$$\gamma = \frac{dI_E}{dI_B} = \beta + 1. \quad (3/4.4)$$

Aufg. C: Verifizieren Sie die Relationen zwischen α , β und γ .

Beachten Sie, dass über der Basis-Emitter-Diode des Transistors die typische Diodenspannung von etwa 0,6 V abfällt, solange der Transistor durchgeschaltet ist (z. B. immer in Verstärkerschaltungen). Außerdem ist es nützlich sich klarzumachen, dass der Basisstrom I_B im wesentlichen über den Emitter zur Masse abfließt (warum?). Der Kollektorstrom I_C fließt vom Kollektor über den Emitter zur Masse (technische Stromrichtung).

3/4.3 Gleichspannungseinstellung des Transistors

3/4.3.1 Arbeitspunkt

Wir unterscheiden prinzipiell beim Transistor die Einstellung des Arbeitspunktes, d. h. der Gleichspannungen und Ruheströme ohne anliegendes Signal, von seinem dynamischen Verhalten gegenüber Wechselspannungssignalen im Betrieb als Verstärker (Verstärkung, Bandbreite, Aussteuerbereich bzw. Ausgangsleistung, Nichtlinearität bzw. Klirrfaktor). Der Transistor muss gleichspannungsmäßig so betrieben werden, dass Spannungen und Ströme „vernünftige“ Werte annehmen, d. h. man muss z. B. bei Verwendung des Transistors als Verstärker dafür sorgen, dass (für einen npn-Transistor) das Basispotential um etwa 0,6 V positiver als das Emitterpotential ist und zwischen Kollektor- und Emitterpotential liegt. Abb. 3/4.5 zeigt eine gebräuchliche Schaltung, die das Basispotential und den Arbeitspunkt festlegt und die Verstärkung eines Wechselspannungssignals gestattet. Man stellt dann mathematisch die Eingangsspannung als Summe der Eingangsgleichspannung U_B , die den Arbeitspunkt mit bestimmt, und der Eingangswechselspannung dU_B , dem Signal, dar. Auf das Signal reagiert der Ausgang mit einer Spannungsänderung um dU_{out} .

Das Basispotential wird durch den Spannungsteiler R_1 , R_2 eingestellt. Der Arbeitspunkt, d. h. alle Ruhespannungen und -Ströme am Transistor, ergeben sich dann mit den Widerständen R_C und R_E . Für den Betrieb des in Abb. 3/4.5 gezeigten

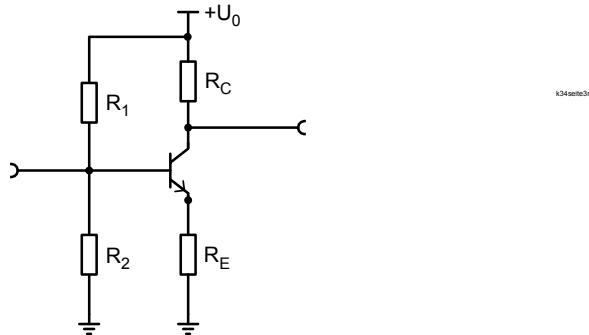


Abb. 3/4.5: Basispotential- und Arbeitspunkteinstellung eines Transistor-Kleinsignalverstärkers in Emitterschaltung

Verstärkers in Emitterschaltung ist es üblicherweise sinnvoll, den Arbeitspunkt so zu wählen, dass das Ausgangssignal symmetrisch im Aussteuerbereich des Transistors liegt. Auf diese Weise kann mit dem meist näherungsweise symmetrischen Eingangssignal dU_B der Ausgangsspannungsbereich voll genutzt werden.

Die dazu notwendige Basis-Vorspannung U_B kann man leicht ausrechnen, wenn man sich überlegt, wodurch der Aussteuerbereich des Transistors begrenzt wird: die niedrigste Ausgangsspannung wird beim größtmöglichen Transistorstrom I_C und dem kleinstmöglichen Spannungsabfall am Transistor U_{CE} erreicht, und umgekehrt. Die kleinstmögliche Kollektor-Emitter-Spannung, bei der der Transistor noch funktioniert, d. h. eine gewisse Stromverstärkung zeigt, wird als Sättigungsspannung bezeichnet und beträgt typischerweise $U_{CEsat} \approx 0,3$ V. Die größtmögliche Kollektor-Emitter-Spannung ist $U_{CE} = U_0$. Daraus entnehmen wir, daß die Basis-Vorspannung U_B so beschaffen sein sollte, dass der Gleichspannungsanteil von U_{CE} ungefähr $U_0/2$ ist.

3/4.3.2 Arbeitsgerade

Die obige anschauliche Beschreibung des Aussteuerbereiches lässt sich auch mathematisch formalisieren. Aus Abb. 3/4.5) liest man ab:

$$\begin{aligned} U_0 &= U_{RE} + U_{CE} + U_{RC} \\ &= I_E R_E + U_{CE} + I_C R_C \\ &\approx U_{CE} + I_C \cdot (R_E + R_C) \end{aligned} \quad (3/4.5)$$

Man nennt den so hergeleiteten Zusammenhang

$$I_C = \frac{U_0 - U_{CE}}{R_C + R_E} \quad (3/4.6)$$

die “Arbeitsgerade” des Transistors.

3/4.3.3 Kennlinien

Für ein spezielles I_B ist I_C in weiten Bereichen unabhängig von U_{CE} und bildet damit in Abb. 3/4.6 eine zur U_{CE} -Achse parallele Gerade. Für verschiedene I_B gibt es verschiedene Parallelen zur U_{CE} -Achse. In dieses Koordinatensystem lässt sich nun ebenfalls die Arbeitsgerade einzeichnen. Der Schnittpunkt der Ausgangskennlinie des gewählten Basis-Ruhestromes I_B mit der Arbeitsgeraden bestimmt den Arbeitspunkt des Transistors. (siehe Abb. 3/4.6).

Der Arbeitspunkt eines Transistors wird also durch U_0 , R_C , R_E und I_B festgelegt. Die Festlegung von I_B erfolgt durch Einstellung des Basispotentials. Wir haben hier nur das (für die meisten Anwendungen wichtigste) Ausgangskennlinienfeld betrachtet. Allgemein sind die 3 Spannungen (U_{CE} , U_{CB} , U_{EB}) und die 3 Ströme I_B , I_E , I_C durch ein Vierquadrantenkennlinienfeld graphisch beschrieben (siehe Literatur).

Aufg. D: Erläutern Sie die Funktionsweise des Kennlinienschreibers (s. Abb. 3.1) anhand eines vereinfachten Schaltbildes.

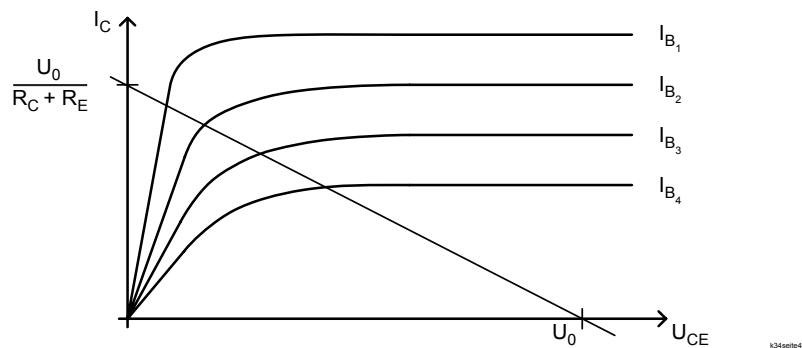


Abb. 3/4.6: Ausgangskennlinienfeld des Transistors für verschiedene Basisströme mit Arbeitsgerade

1. Wie erhalten Sie aus den 15 V Eingangsspannung die 16 verschiedenen Basisströme?
2. Was müssen Sie in der Verschaltung ändern um die Kennlinien des Feldeffekttransistors zu vermessen?

3/4.3.4 Einstellen des Basispotentials

Eine gängige Einstellmethode für die an den Transistorelektroden liegenden Gleichspannungen ist der **belastete Basisspannungsteiler** R_1, R_2 . Der Spannungsteiler erzeugt eine Basisspannung U_B gemäß:

$$U_B = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (3/4.7)$$

Aufg. E: Leiten Sie Gleichung 3/4.7 her!

Wählt man den Spannungsteiler niederohmig, $I_B \cdot R_1 \ll U_0$, so kann man den Einfluss des Basisstromes, der einige μA bis mA beträgt, vernachlässigen, und erhält:

$$U_B \approx U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3/4.8)$$

Wählt man $R_2 \gg R_1$ oder lässt R_2 ganz weg, so gilt: $U_B \approx U_0 - I_B \cdot R_1$.

3/4.3.5 Stabilisierung

Die Parameter eines bipolaren Transistors sind signifikant temperaturabhängig, insbesondere der Zusammenhang zwischen U_{BE} und I_B bzw. I_C . In realen Schaltungen muß daher der Arbeitspunkt der Transistoren stabilisiert werden, um starke Änderungen des Transistorstromes mit der Temperatur zu vermeiden. Diese könnten sonst den Transistor weiter aufheizen, sich somit selbst verstärken und im Extremfall sogar den Transistor zerstören.

Der Arbeitspunkt in Schaltung 3/4.5 ist durch den Emitterwiderstand stabilisiert: Wenn der Emitterstrom um dI_E ansteigt, dann entfernt sich das Potential des Emitters um $R_E \cdot dI_E$ von der Masse. Da das Basispotential festgehalten wird, vermindert sich U_{BE} um $R_E \cdot dI_E$, so dass Eingangsstrom I_B und damit der Emitterstrom wieder I_E sinken. Natürlich hat diese Stabilisierung auch gegenkoppelnde (dämpfende) Wirkung auf die Verstärkung des Eingangssignals dU_B (siehe auch Kap. 3/4.5.2). Durch einen zu R_E parallel geschalteten Kondensator C_E wird die Gegenkopplung wechselspannungsmäßig aufgehoben, man erhält so für reine Wechselspannungssignale eine reine Arbeitspunktstabilisierung ohne Gegenkopplung.

3/4.4 Feldeffekt-Transistor (FET)

In integrierten Schaltungen (ICs) werden Transistoren auf kleinstem Raum zu Tausenden beschaltet. Zu diesem Zweck sind die normalen bipolaren Transistoren wenig geeignet, da durch die Summe immer vorhandener Basisströme eine hohe Verlustleistung entsteht, die zu einer starken Erhitzung der Chips führt. Für solche Zwecke verwendet man **Feldeffekt-Transistoren** (FET), die im Gegensatz zu den bipolaren Transistoren mit einem elektrischen Feld, d. h. leistungslos gesteuert werden. Die

Eingangsströme liegen im nA-Bereich, die Ausgangsströme typisch bei wenigen mA. Im übrigen werden sie wie bipolare Transistoren betrieben.

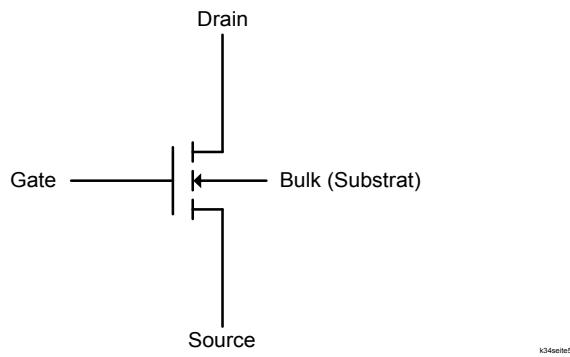


Abb. 3/4.7: Schaltsymbol eines N-Kanal Anreicherungs- MOSFET

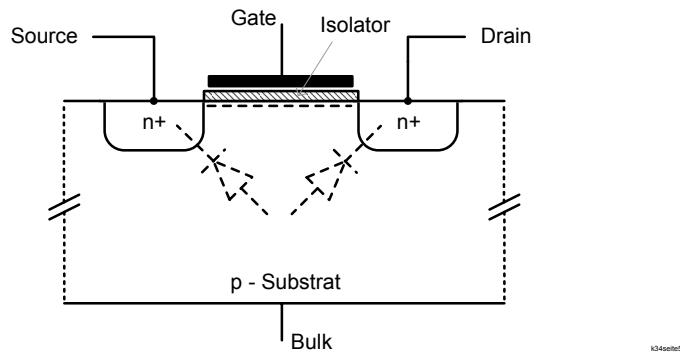


Abb. 3/4.8: Prinzipieller Aufbau eines N-Kanal MOSFET

Es gibt verschiedene Arten von FETs. Wir benutzten hier einen sogenannten N-Kanal Anreicherungs MOSFET, dessen Schaltsymbol in Abb. 3/4.7 und dessen Aufbau in Abb. 3/4.8 gezeigt sind. In einer p dotierten Siliziumscheibe werden zwei n^+ -dotierte Bereiche erzeugt (" n^+ " heißt: große negative Ladungsträgerkonzentration). Sie bilden den Source- und den Drainanschluss des FET. Das Substrat zwischen Source und Drain ist durch eine nur ca. 20 nm dünne Isolatorschicht (meist SiO_2) von der Steuerelektrode, dem Gate getrennt. Dieser Metall-Oxid-Silizium (MOS) - Übergang gibt diesem Typ von FET seinen Namen.

Aus dem Aufbau ist klar, dass vom Gate praktisch kein Strom nach Source, Drain oder Siliziumsubstrat (engl. **bulk**) fließen kann, der Eingangswiderstand ist also extrem hoch ($10^{12} \dots 10^{15} \Omega$). Man erkennt auch, dass Source und Drain gleich aufgebaut sind, sie können im Prinzip vertauscht werden. Die $p-n^+$ -Übergänge zwischen Source/Drain und dem Substrat bilden zwei entgegengesetzt gepolte Dioden, so dass normalerweise zwischen Drain und Source kein Strom fließen kann. Wird nun das Gate auf ein positives Potential (bezüglich Source oder Drain) gebracht, so werden Elektronen aus dem Substrat in eine dünne Schicht unter dem Gate-Oxid gesaugt. Durch diesen Kanal kann nun ein Strom zwischen Drain und Source fließen. Die Spannung, bei der der Stromfluss einsetzt, nennt man die Schwellenspannung U_{thr} (threshold voltage).

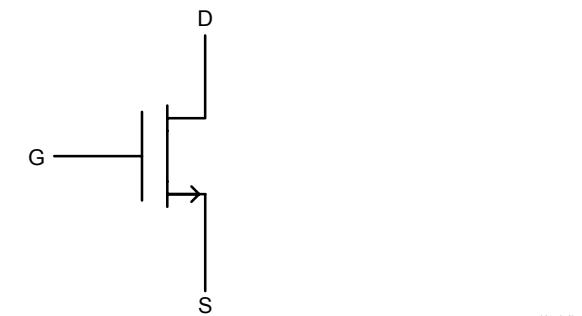


Abb. 3/4.9: Vereinfachtes FET Schaltsymbol

Damit der FET richtig arbeiten kann dürfen die beiden Dioden zwischen Substrat und Drain/Source nicht leiten (Abb. 3/4.8). Das Substrat muß daher immer negativer sein als Source

und Drain. Dies ist durch das Diodenzeichen im Schaltsymbol (Abb. 3/4.7) angedeutet. Oft wird das Substrat im FET fest mit der Source verbunden, so dass das Bauteil nur drei Anschlüsse hat. Der Source-Anschluss muss dann für einen N-Kanal-FET immer negativer als der Drain liegen. Abb. 3/4.9 zeigt ein häufig benutztes vereinfachtes Schaltsymbol eines FETs mit drei Anschlüssen.

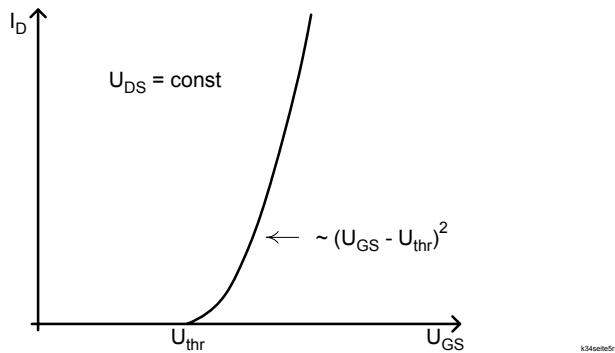


Abb. 3/4.10: I_D als Funktion von U_{GS} beim Anreicherungs-FET

Abb. 3/4.10 zeigt den Drainstrom I_D als Funktion von U_{GS} bei konstanter U_{DS} . Sobald U_{GS} größer als U_{thr} ist, steigt I_D quadratisch an. U_{thr} kann durch die Herstellung beeinflusst werden und sogar negative Werte annehmen. Man erhält dann FETs, die bei $U_{GS} = 0 \text{ V}$ schon leiten und erst bei negativen Gatespannungen sperren. Man nennt sie "Verarmungs"-Typen. Beim hier benutzten "Anreicherungstyp" leitet der FET bei $U_{GS} = 0 \text{ V}$ noch nicht, was durch die unterbrochene Linie zwischen Drain und Source im Schaltsymbol angedeutet ist (Abb. 3/4.7).

Abb. 3/4.11 zeigt idealisiert den Drainstrom I_D als Funktion von der Drainspannung U_{DS} für verschiedene Werte von U_{GS} .

Man kann im Kennlinienfeld zwei Bereiche unterscheiden: Für kleine U (einige 100 mV) ist die Kurve praktisch linear, der FET verhält sich wie ein Widerstand, dessen Wert mit der Gatespannung eingestellt werden kann. Für welche Gatespannung wird der

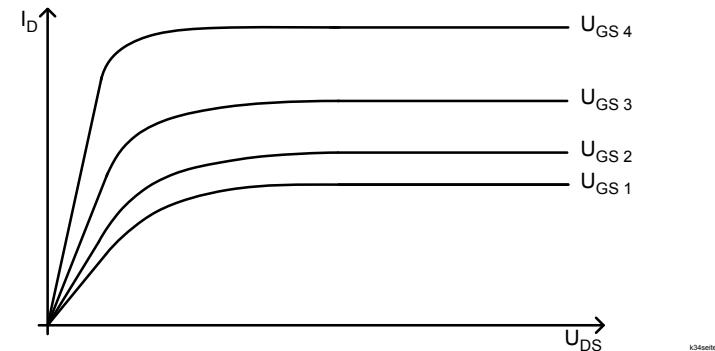


Abb. 3/4.11: Idealisiertes Ausgangskennlinienfeld eines MOS-FET

Widerstand näherungsweise unendlich? Schaltet man den FET mit einer hohen Gatespannung vollständig durch, so sinkt der Durchgangswiderstand bis auf wenige Ohm. Man kann den FET daher als elektronischen Schalter einsetzen.

Aufg. F: Außerhalb des Verstärkungsbereichs können Transistoren auch als Schalter genutzt werden.

1. Zeichnen Sie das Ausgangskennlinienfeld eines Bipolartransistors und kennzeichnen Sie die Regionen, in denen der Transistor vollständig EIN bzw. AUS geschaltet ist.
2. Nehmen Sie an, Sie wollen ein 24 V Lampe mit Hilfe eines npn-Transistors steuern. Zur Verfügung steht Ihnen neben einem 24 V Netzteil noch ein Digitalsignal, das sich zwischen 0 V und 5 V schalten lässt (0 und 1). Skizzieren Sie einen Schaltkreis und geben Sie die Spannungen und Ströme für beide Schalterstellungen an.

Für hohe U_{DS} ist I_D nahezu unabhängig von U_{DS} , der FET ist hier eine steuerbare Stromquelle, ähnlich wie der bipolare Transistor. Der Vorteil gegenüber dem bipolaren Transistor ist, dass

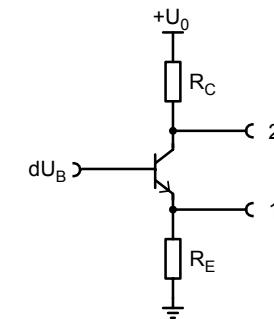
kein Gatestrom berücksichtigt werden muss. Durch Veränderung der Gate-Geometrie (Länge und Breite) kann man beeinflussen, ob ein FET einen großen linearen Widerstandsbereich oder eine flache Stromkennlinie hat.

Nachfolgend sind noch einmal einige Eigenschaften und Vorteile bzw. Nachteile des FETs gegenüber bipolaren Transistoren zusammengestellt:

- + Extrem hoher Eingangswiderstand durch isolierendes Gate (beim MOSFET)
- Das Gateoxid ist sehr dünn und gleichzeitig ist die Gatekapazität recht klein, so dass bereits kleine statische Entladungen das Gate auf eine so hohe Spannung aufladen, dass das Oxid durchschlagen kann. MOSFETs können daher durch elektrostatische Entladungen (Pullover, Schuhe, Stühle) sehr leicht zerstört werden. Oft wird daher eine Schutz- (Zener-) Diode zwischen Gate und Source eingebaut, was dann aber den Eingangswiderstand stark senkt.
- + Ein geschalteter FET verbraucht (bei geeigneter Schaltung) wegen des vernachlässigbaren Gatestromes praktisch keine Leistung. In integrierten Schaltungen können daher heute $\sim 10^8$ Transistoren eingesetzt werden, ohne dass die Schaltungen zu heiß werden (Speicherchips, Mikroprozessoren).
- + Der Aufbau integrierter Schaltungen mit FETs ist auch in der Herstellung einfacher als mit bipolaren Transistoren.
- + FETs können als steuerbare Widerstände und als Analogschalter benutzt werden.
- Die Eigenschaften von FETs, z.B. U_{thr} , sind durch den Herstellungsprozess nicht so gut festgelegt wie bei bipolaren Transistoren, was in analogen Schaltungen manchmal zu Problemen führt.

3/4.5 Der Transistor als Verstärker

Wir nehmen nun an, dass der Transistor gleichspannungsmäßig eingestellt ist und betrachten sein Verhalten für kleine Signale, die nicht nur vollständig im Aussteuerbereich liegen, sondern für die auch gekrümmte (nichtlineare) Kennlinien lokal als Geraden (linear) genähert werden können (Kleinsignalverhalten). Der für diesen Zweck interessierende Teil der Schaltung 3/4.5 ist in Abb. 3/4.12 dargestellt. In dieser Schaltung ist die Basis der Eingang. Als Ausgang kann entweder der Abgriff 1 ("Emitterfolger", "Kollektorschaltung", "Kollektorbasis schaltung", engl. "Common Collector") oder Abgriff 2 ("Emitterschaltung", "Emitterbasisschaltung", engl. "Common Emitter") benutzt werden. Für die Systematik hinter dieser potentiell verwirrenden Begriffsbildung sei auf die Literatur verwiesen.



k34seite70

Abb. 3/4.12: Transistorverstärkerschaltung. Ausgang 1 entspricht dem Emitterfolger, Ausgang 2 dem invertierenden Verstärker (Emitterschaltung).

3/4.5.1 Emitterfolger (nur Stromverstärkung)

Wenn man den Abgriff 1 benutzt, so ist:

$$U_B = \text{Eingangsgleichspannung}$$

$$dU_B = \text{Eingangswechselspannung}$$

$$U_E = \text{Ausgangsgleichspannung}$$

$$dU_E = \text{Ausgangswechselspannung}$$

Die Stromverstärkung dieser Schaltung ist $dI_E/dI_B = \gamma$. $U_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$ ist der Spannungsabfall der Emitter-Basis-Diode des Transistors in Durchlassrichtung, d. h. es gilt für die Ausgangsspannung

$$U_E = U_B - 0,6 \text{ V} \quad (3/4.9)$$

Man sagt in diesem Fall "der Emitter folgt der Basis" und spricht deshalb bei dieser Schaltung von einem "Emitterfolger".

Die Wechselspannungsverstärkung dieser Schaltung ist gegeben durch:

$$v = \frac{dU_E}{dU_B} \approx 1 \quad (3/4.10)$$

Sie hängt in erster Näherung weder von R_C noch R_E ab.

Aufg. G: Zeigen Sie, dass genauer gilt:

$$v = \frac{\gamma R_E}{r_{BE} + \gamma R_E}, \quad (3/4.11)$$

wobei der differentielle Widerstand der Emitter-Basis-Diode $r_{BE} = d(U_{BE})/dI_B$ ist.

Aus den Gleichungen 3/4.4 und 3/4.10 folgt weiterhin, dass das Verhältnis von Ausgangs- und Eingangswiderstand der Schaltung

$$\frac{r_{\text{out}}}{r_{\text{in}}} = \frac{R_E}{r_{BE} + \gamma R_E} \approx \frac{1}{\gamma} \quad (3/4.12)$$

ist. Man verwendet deshalb Emitterfolger auch als **Impedanzwandler**. Dies ist eine logische Folge davon, dass die Spannungsverstärkung ≈ 1 ist, während die Stromverstärkung $\frac{dI_E}{dI_B} \approx \gamma \approx 100$ ist.

Aufg. H: Beweisen Sie Gleichung 3/4.12.

3/4.5.2 Emitterschaltung (invertierender Spannungsverstärker)

Wenn man in Abbildung 3/4.12 den Abgriff 2 benutzt, so ist

$$U_B = \text{Eingangsgleichspannung}$$

$$dU_B = \text{Eingangswechselspannung}$$

$$U_C = \text{Ausgangsgleichspannung}$$

$$dU_C = \text{Ausgangswechselspannung}$$

Vernachlässigt man den Basisstrom, so fließt der Emitterstrom $I_E = (U_B - 0,6 \text{ V})/R_E$ auch durch R_C und erzeugt dort einen Spannungsabfall $dU_C = -dI_E \cdot R_C$. Die Spannungsverstärkung ist daher

$$v = \frac{dU_C}{dU_B} \approx -\frac{R_C}{R_E}. \quad (3/4.13)$$

Aufg. I: Zeigen Sie, dass genauer gilt:

$$v = -\frac{\beta R_C}{r_{BE} + \gamma R_E} \quad (3/4.14)$$

Die Phase ist am Ausgang um 180° gegenüber dem Eingang verschoben (invertierender Verstärker). Die höchstmögliche Spannungsverstärkung erzielt man für den Spezialfall $R_E = 0$ (Leerlaufverstärkung):

$$v_0 = -\beta \frac{R_C}{r_{BE}} \quad (3/4.15)$$

Da R_C in der Regel größer als r_{BE} ist und da β groß ist, ist in dieser Schaltung die Spannungsverstärkung groß. Außerdem eignet sich die Schaltung, da Eingangs- und Ausgangswiderstand vergleichbare Größe haben, zur problemlosen Hintereinanderschaltung mehrerer Verstärker, um eine hohe Gesamtverstärkung zu erhalten.

Aus den Gleichungen 3/4.14 und 3/4.15 folgt näherungsweise ($\beta \approx \gamma$):

$$\frac{1}{v} = \frac{1}{v_0} + \frac{R_E}{R_C} = \frac{1}{v_0} + k \quad (3/4.16)$$

mit dem Gegenkopplungsfaktor k , der beschreibt, welcher Bruchteil der Ausgangsspannung der Steuerung des Transistors durch die Eingangsspannung ($\sim U_{BE}$) entgegen wirkt. Diese Gleichung wird Ihnen beim Operationsverstärker wieder begegnen (siehe Kap. 5/6.2). Die Verstärkung mit Gegenkopplung v ist zwar kleiner als die Leerlaufverstärkung v_0 , hängt aber bei großem v_0 nur noch von der äußeren Beschaltung (R_C, R_E), und kaum mehr von v_0 , d. h. vom Transistor (Herstellungsprozess, Arbeitspunkt, Temperatur, Frequenz, Alterung) ab.

Diese Verbesserung der Verstärkungsstabilität lässt sich auch mathematisch beschreiben:

$$\begin{aligned} \frac{dv}{v} &= \frac{dv_0}{v_0} \frac{1}{kv_0 + 1} \\ &= \frac{dv_0}{v_0} \frac{v}{v_0} \end{aligned} \quad (3/4.17)$$

Eine bestimmte relative (prozentuale) Änderung der Leerlaufverstärkung bewirkt nur eine viel kleinere relative (prozentuale) Änderung der Verstärkung der Gesamtschaltung. Des Weiteren wird die auch Bandbreite des Verstärkers erhöht (Definition und weitere Erläuterungen im nächsten Abschnitt).

Aufg. J: Beweisen Sie die Gleichung 3/4.17

3/4.5.3 Frequenzverhalten der Verstärkung

Wir betrachten zunächst die Frequenzabhängigkeit der Leerlaufverstärkung $v_0(f)$ eines einstufigen Transistorverstärkers nach Abb. 3/4.14, wobei v_0 die Spannungsverstärkung für $f = 0$ (Gleichspannungsverstärkung) sein soll. Trägt man $v_0(f)$ doppelt logarithmisch gegen f auf (Bode-Plot), so erhält man ein typisches Bild wie in Abb. 3/4.13.

Das Abknicken der Verstärkungskurve oberhalb einer Grenzfrequenz f_{grenz} ist charakteristisch für jeden Verstärker und ist u. a. bedingt durch die wechselspannungsmäßige Rückkopplung der Kollektorspannung auf die Basis durch die parasitäre Ka-

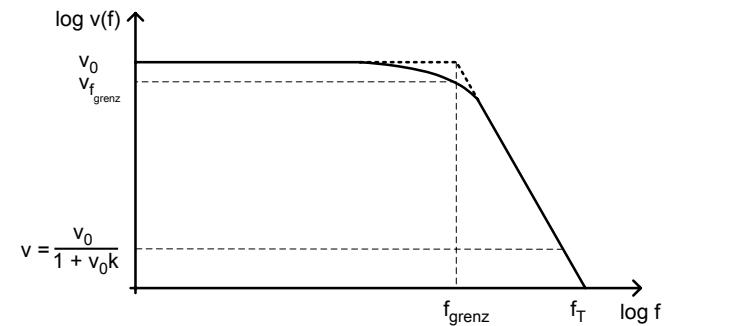


Abb. 3/4.13: Frequenzgang eines einstufigen Verstärkers

pazität C_{CB} (Miller-Effekt). Der Frequenzbereich, in dem die Verstärkung konstant ist, wird auch als Bandbreite bezeichnet.

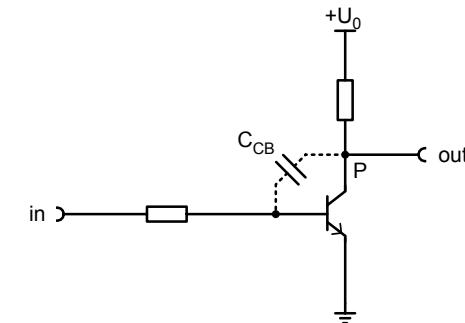


Abb. 3/4.14: Veranschaulichung der Millerkapazität in der Emitterschaltung

Aufg. K: Erklären Sie, wieso die Kapazität C_{CB} Einfluss auf die Verstärkung hat.

3/4.5.4 Erhöhung der Bandbreite: Kaskodenschaltung

Zur Vergrößerung der Bandbreite kann die wechselspannungsmäßige Rückwirkung des Kollektors auf die Basis ver-

ringert werden, indem ein großer Spannungshub in Punkt P in Abb. 3/4.15 durch die Verwendung des Transistors T2 vermieden wird. Durch die konstante Spannung an der Basis von T2 stellt sich am Emitter eine Spannung von etwa $U_B = 0,6$ V ein. Wenn ein Eingangssignal nun den Strom I_C in T1 moduliert ($I_C(T1) \approx I_C(T2)$), ist die daraus resultierende Spannungsänderung in Punkt P viel geringer als die Änderung der Ausgangsspannung. Die Bandbreite einer Kaskodenschaltung ist deshalb deutlich größer als die einer Verstärkerstufe ohne Kaskode.

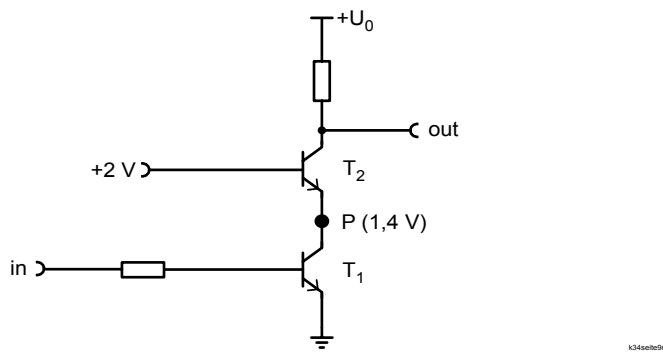


Abb. 3/4.15: Kaskodenschaltung

Aufg. L: Erklären Sie die Funktionsweise der Schaltung in Abb. 3/4.15! Wie groß ist die Spannungsänderung im Punkt P bei einer Stromänderung $dI_E(T2)$ und welche Transistorgröße bestimmt diesen Wert?

3/4.5.5 Erhöhung der Bandbreite: Gegenkopplung

Die Bandbreite B der Verstärkerschaltung ist der Frequenzbereich, innerhalb dessen die Verstärkung konstant ist. Wir nehmen hier an, daß dieser Bereich bei $f = 0$ beginnt und die Bandbreite daher gleich der Grenzfrequenz ist, $B = f_{\text{grenz}}$.

Bei der Grenzfrequenz ist (definitionsgemäß) die Verstärkung auf $v_0(f_{\text{grenz}}) = v_0/\sqrt{2}$ abgesunken (-3 dB). Für noch höhere Fre-

quenzen fällt die Verstärkung (typischerweise) umgekehrt proportional zur Frequenz ab (im Bode-Diagramm linear mit -6 dB pro Oktave bzw. -20 dB pro Dekade). Bei der Transitfrequenz f_T erreicht die Verstärkung den Wert 1. Das Produkt aus Frequenz und Verstärkung in diesem Bereich ist daher konstant und gleich der Transitfrequenz, es gilt also $f v_0(f) = f_{\text{grenz}} v_0 = f_T$ (siehe dazu Tietze-Schenk, Kap. Operationsverstärker).

Man kann nun die Bandbreite eines Verstärkers über f_{grenz} hinaus erhöhen, indem man die Verstärkung durch Gegenkopplung verringert: Die Grenzfrequenz des gegengekoppelten Verstärkers $f_{\text{grenz gk}}$ ergibt sich mit seiner (reduzierten) Gleichspannungsverstärkung $v(f = 0)$ zu

$$f_{\text{grenz gk}} = f_{\text{grenz}} \frac{v_0}{v(f = 0)}. \quad (3/4.18)$$

Genau um den Faktor, um den die Verstärkung mittels Gegenkopplung gegenüber der Leerlaufverstärkung v_0 verringert wird, erhöht sich die nutzbare Bandbreite des Verstärkers. Machen Sie sich diesen Zusammenhang auch anhand von Abb. 3/4.13 klar. Die Verringerung der Verstärkung kann i. a. problemlos durch die Hintereinanderschaltung mehrerer Verstärkerstufen ausgeglichen werden.

Aufg. M: Leiten Sie die Gleichung 3/4.18 her. Hinweis: Da die Gegenkopplung bei Betrachtung im Frequenzraum auf der Addition von Sinusschwingungen beruht und wir in diesem Kapitel die Phasen ignoriert haben, ist hier $v(f_{\text{grenz gk}}) = 2v(f = 0)$ statt korrekterweise $\sqrt{2}v(f = 0)$.

3/4.5.6 Spannungsgegenkopplung

Das Konzept der Arbeitspunktstabilisierung durch Gegenkopplung ist von grundlegender Bedeutung (mehr dazu in Kapitel 5/6.4 des Versuchs "Operationsverstärker"). Bisher wurde Gegenkopplung erreicht durch den Emitterwiderstand R_E , die sogenannte Stromgegenkopplung (die gegenkoppelnde Wirkung ist

proportional zum Transistorstrom). Eine andere Möglichkeit der Gegenkopplung, die Spannungsgegenkopplung, ist in Abb. 3/4.16 dargestellt.

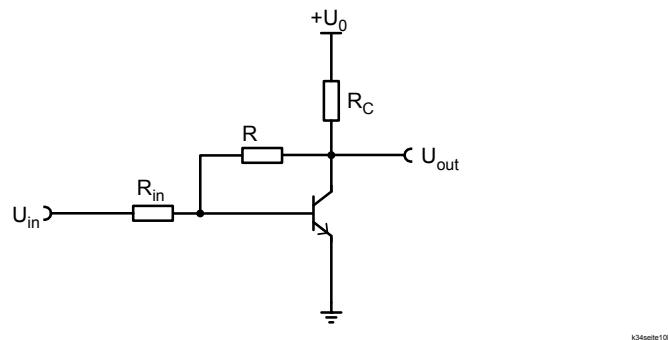


Abb. 3/4.16: Transistorverstärker in Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung

Der Widerstand R hat hier zwei Funktionen: Er stellt einerseits das Basispotential und damit den Arbeitspunkt ein (ähnlich der Einstellung mit Basisspannungsteiler, vgl. "Einstellen des Basispotentials"), und er koppelt die Spannung am Kollektor, d. h. die Ausgangsspannung, zurück auf die Basis.

Aufg. N: Erläutern Sie die Wirkungsweise der Art der Stabilisierung des Basispotentials durch den Widerstand R in Abb. 3/4.16. Überlegen Sie dazu, was passiert, wenn das Basispotential aus irgend einem (äußereren) Grund "wegläuft"!

Durch die Gegenkopplung verkleinert sich hier der in die Basis fließende und damit den Transistor steuernde Strom dI_B bei gegebener Eingangsspannung U_{in} . Die genaue Rechnung ergibt, dass die Wechselspannungsverstärkung dieser Schaltung – ähnlich wie bei der Gegenkopplung durch R_E (siehe Gleichung 3/4.16) – eine Funktion der Verstärkung ohne Gegenkopplung v_0

und eines Gegenkopplungsfaktors k ist:

$$\frac{1}{v} \approx \frac{1}{v_0} + \frac{R_{in}}{R} = \frac{1}{v_0} + k \quad (3/4.19)$$

$$v_0 = -\frac{\beta R_C}{R_{in} + r_{BE}} \quad (3/4.20)$$

Gleichung 3/4.20 ist die Verstärkung eines invertierenden Verstärkers ohne Emitterwiderstand aber mit Gesamt-Basiswiderstand $R_{in} + r_{BE}$.

Die wechselspannungsmäßige Aufhebung der Rückkopplung kann auch hier durch Einbau eines Kondensators erfolgen.

3/4 Versuchsdurchführung

Tip: Der besseren Übersicht halber ist es sinnvoll, direkt mit (+) verbundene Kabel mit einer Farbe (rot), direkt mit (-) verbundene Kabel mit einer anderen Farbe (schwarz, blau) zu wählen.

Geräte: Oszilloskop, Funktionsgenerator, Netzgerät, Schaltbrett "Kennlinienschreiber", Schaltbrett "Transistor I", Schaltbrett "Transistor II", Lautsprecher

3.1 Transistoreigenschaften (1. Versuchshalbtag – Versuch 3)

3.1.1 Spannungsversorgung

Der Kennlinienschreiber sowie die Transistor-Schaltbretter I und II werden nebeneinander auf den Experimentiertisch gelegt. Die Massen und +15V Stromversorgungen werden jeweils mit Bananenkabeln miteinander und mit dem Netzgerät verbunden. Nach dem Einschalten des Netzgerätes sollte die rote LED des Kennlinienschreibers leuchten.

3.1.2 Kennlinien und Arbeitspunkt

Kennlinienschreiber

Auf dem Oszilloskop soll mit Hilfe eines Kennlinienschreibers und des Funktionsgenerators die Ausgangskennlinienschar des npn-Transistors dargestellt werden. Das Schaltbild des Kennlinienschreibers zeigt Abbildung 3.1.

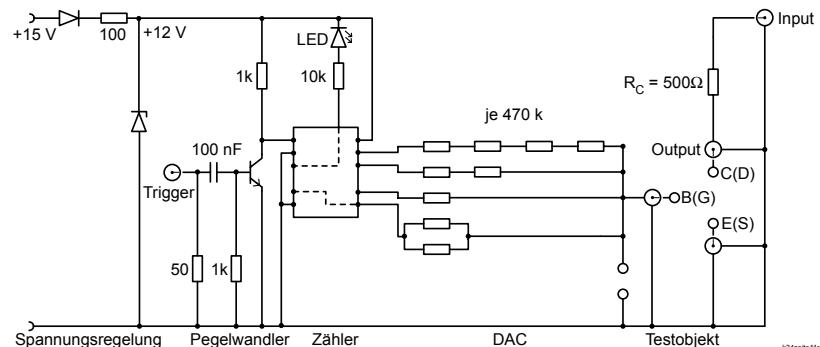


Abb. 3.1: Schaltbild Kennlinienschreiber

Am Triggereingang des Schaltbrettes wird der Triggerausgang des Funktionsgenerators angeschlossen, der dort Rechteckpulse von 5 V herausgibt (HM8131-2). Durch den 50Ω -Widerstand ist die Leitung korrekt abgeschlossen. Der $1\text{k}\Omega$ -Widerstand hält die Basis des Schalttransistors des Pegelwandlers auf Masse, so dass der Transistor sperrt und der Eingang des Zählers über den $1\text{k}\Omega$ -Widerstand auf 12 V gezogen wird. Die positiven Flanken des Rechtecksignals werden vom 100nF -Kondensator durchgelassen (Hochpass!) und schalten den Transistor kurz durch, so dass der Eingang des Zählers auf Masse gezogen wird. Der Transistor erzeugt somit aus dem 5 V-Rechtecksignal ein 12 V Signal (Pegelwandler).

Der (Binär-)Zähler ist eine integrierte Schaltung (s. „asynchroner 4-bit-Zähler“ in Versuch 7) und wird hier als Digital-Analog-Wandler (Digital-to-Analog-Converter, DAC) verwendet. Seine

Ausgänge schalten zwischen 0 V und 12 V hin- und her, und zwar der Ausgang mit den 4 Widerständen bei jedem Takt, der nächste Ausgang halb so schnell, der nächste bei jedem vierten Takt, etc. . Eine Leuchtdiode an einem „sehr langsam“ Ausgang zeigt durch ihr Blinken an, dass die Schaltung arbeitet. Sind alle vier Ausgänge auf 0 V, so fließt in den Summenknoten an der Basis kein Strom. Springt der obere Ausgang auf 12 V, so fließen $(12\text{V} - 0,7\text{V})/(4 \cdot 470\text{k}\Omega)$ in die Basis, beim nächsten Takt doppelt so viel, dann dreimal so viel, usw.. Dies führt zu insgesamt 16 Schritten (Basis-Strömen).

Für jeden Basisstrom liefert der Funktionsgenerator an der Input-Buchse ein positives Rampensignal U_{in} . Der Kollektorstrom kann dann als Spannungsabfall über $R_C = 500\Omega$ gemessen werden ($U_{in} - U_{CE}$), die Kollektor-Emitter Spannung U_{CE} als Spannung gegen Masse. Machen Sie sich die Funktionsweise des Kennlinienschreibers klar!

Inbetriebnahme des Kennlinienschreibers

Der Ausgang der Funktionsgenerators wird mit einem Koaxialkabel mit dem Eingang des Kennlinienschreibers verbunden und liefert die Spannung U_{in} . Der Frequenz des Signals wird durch drücken des Knopfes „FREQ.“ auf 800 Hz, die Amplitude („AMPL.“) auf 10 V und der offset („OFFS.“) auf 5 V eingestellt. Nach drücken des „ESC“ - Knopfes kann sichergestellt werden, dass der Generator auf der Einstellung „+Rmp“ steht, also eine positiv linear ansteigende Funktion liefert, die zwischen 0 V und 10 V oszilliert. Zur besseren Darstellung des Kennlinienfeldes ist es hilfreich, die Phase des Signals auf 180° zu setzen. Diese kann durch das drücken von „MENU“ → „- - >“ → „PHI“ eingestellt werden.

Der Transistor kann nun mit Bananensteckern an den Kennlinienschreiber angeschlossen werden, die Anschlüsse für Basis, Kollektor und Emitter sind auf beiden Steckbrettern jeweils mit B, C und E markiert.

Um das Kennlinienfeld aufzeichnen zu können, wird der Aufbau an ein Oszilloskop angeschlossen.

Analogoszilloskop HM 604 Es soll das Signal U_{in} auf der x -, sowie $U_{in} - U_{CE}$ auf der y -Achse dargestellt werden. Hierzu wird das Ausgangssignal des Funktionsgenerators mit "CH I" verbunden; hierzu kann ein BNC T-Stück verwendet werden. Das Signal U_{CE} wird vom Augang "C/D" des Kennlinienschreibers mit "CH II" verbunden. Dieser Kanal wird durch drücken des Knopfes "INVERT" invertiert und anschliessend mit "ADD" zum Signal von "CH I" hinzugefügt. Der Knopf "X-Y" aktiviert die Steuerung der Auslenkung beider Achsen anhand des Wertes des jeweiligen Signals. Zu beachten ist, dass das Kennlinienfeld nur korrekt dargestellt wird, wenn beide Kanäle die gleiche "VOLTS/DIV." Einstellung aufweisen (empfohlen wird die Einstellung 1 V/cm) und die Kopplung auf "DC" gestellt ist. Die Position des Kennlinienfeldes auf dem Bildschirm kann mit den Reglern "X POS." und "Y POS." eingestellt werden.

Achtung: Bei fehlender Ablenkung am Oszilloskop sofort die Helligkeit ("INTENS.") verringern sonst besteht Einbrengefahr!

Digitaloszilloskop GDS-1022 Moderne Oszilloskope bieten zwar idR. sowohl einen X/Y - Modus und auch die Möglichkeit, Signale voneinander zu subtrahieren, allerdings sind diese Funktionen in der Regel nicht gleichzeitig verfügbar. Die Subtraktion muss also durch einen externen differenziellen Verstärker übernommen werden. Dieser wird mit einem vieradrigen LEMO-Kabel mit dem Netzgerät verbunden. "CH 1" des Oszilloskops wird direkt mit dem Signal des Funktionsgenerators verbunden. Das gleiche Singal wird mithilfe eines weiteren T-Stücks und eines einpoligen Adapters auf Bananenbuchse mit dem positiven Eingang des Verstärkers verbunden. Der invertierende Eingang bekommt über ein Ba-

nanenkabel das Singal "C/D" des Kennlinienschreibers. Der Ausgang des Verstärkers liefert das Signal für "CH 2" des Oszilloskops. Das Kennlinienfeld kann nun dargestellt werden, indem zunächst die Zeitachse des Oszilloskops auf 2.5 ms eingestellt wird. Durch Drücken des "HORIZONTAL MENU"-Knopfes kann im Menu der Modus "X Y" ausgewählt werden.

Achtung: Das Digitaloszilloskop kann Bildschirmfotos auf einem USB-Stick speichern. Hierzu muss ein FAT 32 formatiertes Medium mit einer maximalen Kapazität von 4 GB verwendet werden. Das entsprechende Menu ist durch zweimaliges Drücken von "Save/Recall" zu erreichen.

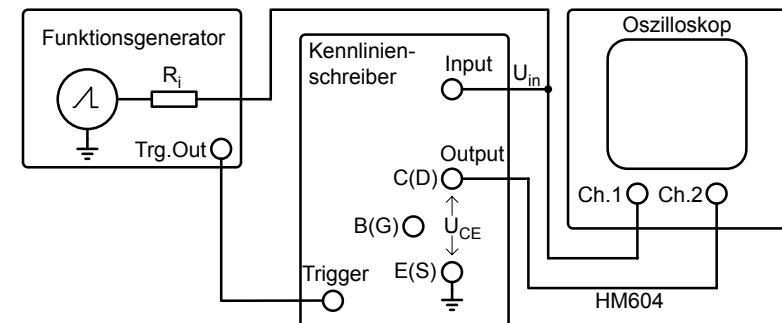


Abb. 3.2: Beschaltung des Kennlinienschreibers mit dem Analogoszilloskop HM 604.

Bipolarer Transistor

Aufnahme der Kennlinien: Nach Kontrolle der Schaltung durch den Assistenten das Netzgerät einschalten und das Kennlinienfeld bewundern. Evtl. Amplitude des Funktionsgenerators und Eingangsempfindlichkeit des Oszillographen verstellen, bis ein optimales Bild entsteht. Die Eichung der x -Achse in Volt ergibt sich aus der eingestellten Verstärkung am Oszi. Die y -Achse können Sie mit der eingestellten Verstärkung und mit

$R_C = 500 \Omega$ in mA eichen. Übertragen Sie das geeichte Kennlinienfeld in Ihr Protokollheft. Sehen Sie in Ihrem Graphen für U_{CE} einen Bereich bis 15 V, für I_C bis 20 mA vor (s. Paragraph Arbeitspunkt).

Bestimmung von $\beta = dI_C/dI_B$: Jetzt können Sie dI_C zwischen 2 Kennlinien bestimmen. Mit $dI_B = 6 \mu\text{A}$ ist dann β berechenbar. Geben Sie zur Kontrolle für den Assistenten die Nummer des Transistor-Schaltbrettes I an!

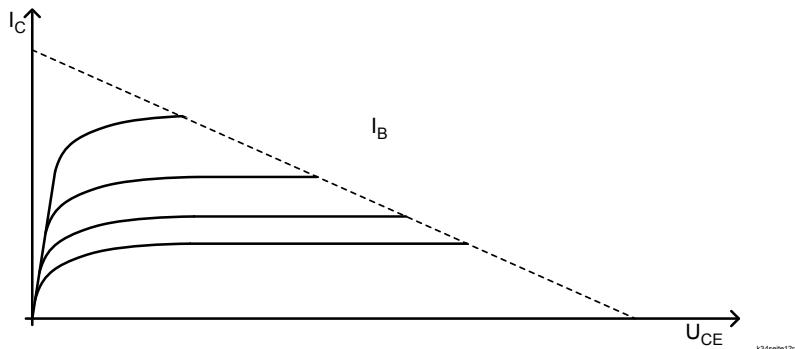


Abb. 3.3: Kennlinienfeld (schematisch)

Arbeitspunkt: Berechnen und zeichnen Sie die Arbeitsgerade, die sich für $R_C = R_E = 390 \Omega$ und $U_0 = 15 \text{ V}$ ergeben würde, in Ihren Graphen ein. Schätzen Sie die Spannung U_{CE} für den Arbeitspunkt $I_B = 60 \mu\text{A}$ ab. Dazu muss das aufgenommene Kennlinienfeld zu großem U_{CE} hin erweitert werden.

FET

Aufnahme der Kennlinien: Der Feldeffekttransistor braucht Eingangsspannungen, die aus den Strömen des DACs mit einem Widerstand zwischen Gate und Masse gewonnen werden. Ein $470 \text{ k}\Omega$ Potentiometer wird dazu auf dem Kennlinienschreiber zwischen dem Anschluss "B/G" und der Masse angebracht. Der Drainanschluss des FETs wird mit einem Bananenkabel mit dem Anschluss "C/D" des Kennlinienschreibers verbunden.

Dessen Anschluss "E/S" wird mit einem Koaxialkabel an der Source mit einem zwischengeschalteten 100Ω Widerstand angeschlossen. Der Gateanschluss des Transistors kann mit einem Koaxialkabel direkt mit "B/G" verbunden werden.

Das Potentiometer wird nun so eingestellt, dass möglichst viele Kennlinien gleichzeitig sichtbar sind. Achten Sie bitte auf die korrekte Zuordnung von Kennlinie zu U_{GS} , indem Sie von der letzten Kennlinie aus starten. Der eingestellte Widerstandswert R kann mit dem Multimeter bestimmt werden und ergibt mit $R \cdot 6 \mu\text{A}$ den Spannungsabstand dU_{GS} der Kennlinien, zumindest ungefähr (warum?). Sehen Sie sich das Kennlinienfeld an!

Bestimmung der Schwellenspannung und Transkonduktanz: Extrahieren Sie aus dem Kennlinienfeld die Abhängigkeit des Drainstromes I_D von U_{GS} bei konstantem U_{DS} . Stellen Sie die Abhängigkeit grafisch dar. Beachten Sie, dass die benutzte Spannung U_{GS} nicht exakt ist, sondern um den Spannungsabfall $I_D \cdot 100 \Omega$ am Source Widerstand reduziert werden muss. Warum? Plotten Sie einmal I_D gegen U_{GS} und einmal $\sqrt{I_D}$ gegen U_{GS} . Wie in Abschnitt 3/4.4 dargestellt wurde, erwartet man eine Abhängigkeit der Form $I_D = k \cdot (U_{GS} - U_{thr})^2$. Bestimmen Sie U_{thr} und k aus Ihrer Messung. Die Verstärkung eines FET wird durch seine Transkonduktanz $g_m = dI_D/dU_{GS}$ ausgedrückt. Zeigen Sie experimentell: $g_m \approx 2\sqrt{k \cdot I_D}$.

3.1.3 Emitterfolger

Aufbau

Auf dem Schaltbrett I (Abb. 3.4) wird ein Emitterfolger aufgebaut. Die Spannung $U_0 = +15 \text{ V}$ wird bereits vom Kennlinienschreiber zugeführt. Setzen Sie $R_C = R_E = 390 \Omega$ ein. Zusätzlich müssen drei Brücken eingesetzt werden, zwei zwischen Basis und Eingangssignal, sowie eine zwischen Basis und Ausgang des Potentiometers. Legen Sie eine Kombination von Sinussignal ($dU_B = 2,1 \text{ V}_{SS}$, $f = 500 \text{ Hz}$) und Gleichspannung ($U = +2 \text{ V}$ mit dem DC-Offset des Funktionsgenerators) auf den Eingang

(V_{SS} heißt: Spannung in Volt von Spitze zu Spalte). Der erste Kanal des Oszilloskops wird an den Ausgang "Oszi. CH 1" angeschlossen, der Zweite an den Emitterausgang "Oszi. CH 2".

Tipp: Der Gleichstromanteil kann vor dem Trigger des Oszilloskops entfernt werden. Dafür wird der Triggermodus auf "AC" eingestellt. Bei einem sinusförmigen Signal kann dann unabhängig von der Amplitude mit $V_{TRIG} = 0 \text{ V}$ gearbeitet werden.

Welche Phasenbeziehung besteht zwischen Eingang und Ausgang?

Spannungsverstärkung

Messen Sie die Spannungsverstärkung dU_E/dU_B .

Aussteuergrenzen

Messen Sie nach, bei welchen Eingangsspannungen bzw. dazugehörigen Ausgangsspannungen die Aussteuergrenzen der Schaltung liegen, d. h. die Grenzen des nutzbaren, nahezu linearen Signalspannungsbereiches? Wodurch wird die obere, wodurch die untere Grenze bestimmt? Inwieweit stimmt Ihre Messung mit Ihren Erwartungen überein? Wie können Sie also den nutzbaren Spannungsbereich vergrößern? Probieren Sie es temporär aus.

Arbeitspunkteinstellung

Stellen Sie die Basisvorspannung statt mit dem DC-Offset mit dem vorhandenen $27\text{k}\Omega/10\text{k}\Omega$ -Spannungsteiler auf 2 V ein (Abb. 3.4). Fügen Sie dazu einen geeigneten Kondensator in Serie hinter dem $10\text{k}\Omega$ -Widerstand ein. Welchen Einfluss hat dieser Kondensator? Was passiert, wenn Sie den Kondensator zu klein wählen? Prüfen Sie, ob die Eigenschaften der Schaltung unverändert sind. Verändern Sie dann den Spannungsteiler. Wann ist der Aussteuerbereich der Schaltung am größten?

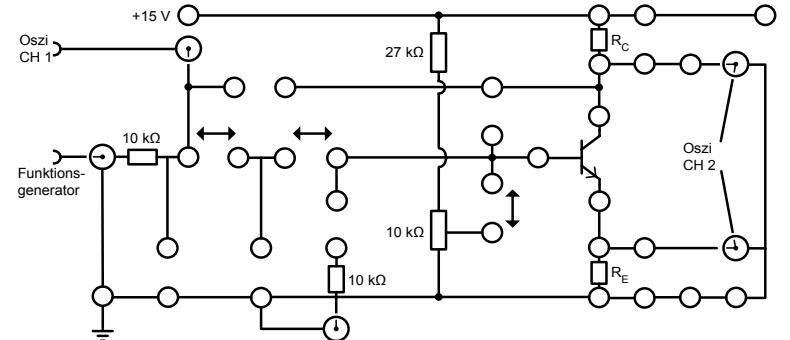


Abb. 3.4: Schaltbrett I

3.1.4 FET

Bauen Sie auf dem Schaltbrett II (Abb. 3.5) eine Emitterfolgerschaltung mit dem Bipolartransistor auf ($R_C = 0\Omega$, $R_E \sim 1\dots2\text{k}\Omega$). Versorgen Sie die Schaltung mit ca. 10 V aus dem regelbaren Netzgerät (die Ausgangsspannung lässt sich mit dem Regler "Sollwert" einstellen). Geben Sie auf die Basis ein Sinus oder Dreiecksignal ($f = 1 \text{ kHz}$, $U_{SS} = 2.1 \text{ V}$) mit einem positiven Offset von etwa 5 V. Beobachten Sie das Eingangs- und das Emittersignal gleichzeitig am Oszilloskop (Eingänge DC gekoppelt, für beide Kanäle gleiche Verstärkung und gleichen Nullpunkt). Variieren Sie den Offset und beobachten Sie, wie der Emitter der Basis folgt! Wie groß ist U_{BE} ?

Benutzen Sie jetzt den FET als Sourcefolger, in dem Sie den Aufbau des NPN-Transistors auf den N-FET übertragen. Verändern Sie wieder den DC-Offset. Überprüfen Sie die Funktion der Schaltung. Wie groß ist U_{thr} ? Vergleichen Sie mit der Messung 3.1.2.

Eingangswiderstand

Wir schätzen im Folgenden den Eingangswiderstand des bipolaren Transistors und des FETs als unbelastete Emitter- bzw. Source-Folger ab.

Klemmen Sie zunächst den Sinusgenerator und den Transistor von der Buchse B1 ab. Schließen Sie Buchse B1 direkt an das Oszi (1 MΩ Eingangswiderstand) an, schließen Sie dann den 1 µF-Kondensator mit einer Drahtbrücke an und drücken Sie den Taster, um den Kondensator aufzuladen. Beobachten Sie die Entladekurve beim Loslassen des Tasters. Wie groß ist etwa $T_{1/2}$? Stimmt das in etwa mit Ihrer Erwartung überein?

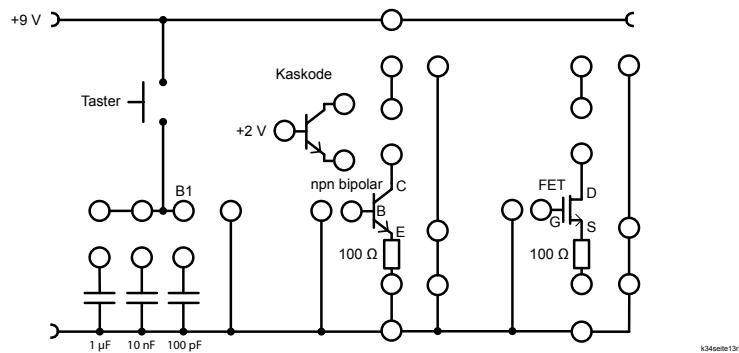


Abb. 3.5: Schaltbrett II

Schalten Sie jetzt wieder den bipolaren Transistor als Emitterfolger ($R_E \sim 1\ldots2\text{k}\Omega$). Verbinden Sie Buchse 1 mit einem kurzen BNC Kabel mit der Basis und beobachten Sie die Spannung am Emitter. Wie hat sich die Abfallzeit geändert? Woran liegt das? Bestimmen Sie aus dem Verhältnis der Abfallzeiten die Stromverstärkung! Benutzen Sie auch kleinere Kapazitäten!

4.1 Transistorverstärker (2. Versuchshalbtag – Versuch 4)

Hinweis: Die in diesem Versuchsteil angegebenen Eingangsspannungen dU_B und U_B sind nur Empfehlungen. Streuungen in den Transistordaten verlangen u. U. abweichende Werte.

4.1.1 Fortsetzung Emitterfolger (Schaltung 3/4.12, Abgriff 1)

Spannungsverstärkung des Emitterfolgers

Bauen Sie noch einmal auf Schaltbrett I die Emitterfolgerschaltung mit externem Offset ($dU_B = 2,1\text{V}_{SS}$, $U_B \approx 2\text{V}$). Messen Sie die Abhängigkeit der Spannungsverstärkung vom Emitterwiderstand R_E ($R_E = 33\Omega\ldots47\text{k}\Omega$, $R_C = 390\Omega$) und vom Kollektorwiderstand ($R_C = 0\Omega\ldots47\text{k}\Omega$, $R_E = 390\Omega$) für jeweils 3 verschiedene Widerstandswerte. Halten Sie die Messergebnisse in einer Tabelle fest. Erwarten Sie überhaupt Abhängigkeiten, und warum? Was geschieht bei sehr kleinem R_E bzw. bei sehr großem R_C ?

Emitterfolger als Impedanzwandler

Für diesen Versuchsteil benötigen Sie zwei Schaltbretter (Abb. 3.4 und Abb. 3.5) und einen Lautsprecher ($R \approx 300\Omega$). Auf Schaltbrett I wird ein invertierender Transistorverstärker aufgebaut. Dazu wird $R_C = 22\text{k}\Omega$ und $R_E = 1\text{k}\Omega$ gesetzt und ein Sinussignal auf den Eingang ($dU_B = 0,5\text{V}_{SS}$, $U_B \approx 1\text{V}$, $f = 800\text{Hz}$, eventuell muss dU_B angepasst werden, wenn der Offset nicht mit dem HM-8313 eingestellt werden kann) gegeben. Am Kollektor wird ein Lautsprecher angeschlossen. Warum hören Sie nichts?

Bauen Sie zwischen den Transistorverstärker und den Lautsprecher einen Emitterfolger mit dem npn Bipolar-Transistor auf Schaltbrett II (Abb. 3.5) auf. Die Gleichspannungsversorgung

für den Transistor übernehmen Sie vom Schaltbrett I. Warum können Sie den Lautsprecher jetzt hören?

4.1.2 Invertierender Transistorverstärker (Emitterschaltung)

Phasenbeziehung zwischen Ein- und Ausgang

Bauen Sie nun die Emitterschaltung auf Schaltbrett I auf. Das Basispotential wird mit dem Spannungsteiler eingestellt ($dU_B = 0,5 \text{ V}_{SS}$, $U_B \simeq 1,5 \text{ V}$). Benutzen Sie $R_C = R_E = 390 \Omega$. Stellen Sie sicher, daß Sie das Eingangssignal über einen genügend großen Kondensator einkoppeln. Vergleichen Sie dU_C mit dU_B . Welche Phasenbeziehung besteht zwischen Eingang und Ausgang?

Spannungsverstärkung des invertierenden Verstärkers

Messen Sie die Abhängigkeit der Spannungsverstärkung vom Emitterwiderstand R_E ($R_E = 22 \Omega \dots 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_C = 390 \Omega$, $dU_B = 0,5 \text{ V}_{SS}$, $U_B \sim 1,5 \text{ V}$) und vom Kollektorwiderstand R_C ($R_C = 390 \Omega \dots 47 \text{ k}\Omega$, $R_E = 390 \Omega$, $dU_B = 0,5 \text{ V}_{SS}$, $U_B \simeq 1,5 \text{ V}$), für jeweils 5 sinnvoll abgestufte Widerstandswerte. Halten Sie die Messergebnisse in einer Tabelle fest. Inwieweit gehorchen die gemessenen Verstärkungen der Näherungsformel 3/4.13?

Bestimmung des Transistoreingangswiderstands

Messen Sie die Spannungsverstärkung für den Spezialfall $R_E = 0 \Omega$ und $R_C = 390 \Omega$ ($dU_B = 0,05 \text{ V}_{SS}$, $U \simeq 0,7 \text{ V}$, eventuell muss dU_B noch kleiner gewählt werden, um die intrinsische Verstärkung bestimmen zu können). Bestimmen Sie daraus und aus dem Ergebnis von Abschnitt zum bipolaren Transistor r_{BE} und vergleichen Sie diesen mit dem Eingangswiderstand des FET. Gleicher Transistorbrett benutzen!

Stellen Sie die Messergebnisse aus dem Abschnitt 4.1.2 in zwei

Diagrammen grafisch dar:

$$\frac{1}{v}(R_E) = \frac{1}{v_0} - \frac{1}{R_C} \cdot R_E \quad (4.1)$$

$$v(R_C) = -\frac{\beta}{r_{BE} + \gamma R_E} \cdot R_C \quad (4.2)$$

Tragen Sie dazu die gemessenen Verstärkungen beider Messreihen als Funktion von R_C ($R_E = \text{const}$) bzw. R_E ($R_C = \text{const}$) auf. Bestimmen Sie aus $\frac{1}{v}(R_E)$ mit kleinen R_E die Leerlaufverstärkung v_0 . Vergleichen Sie den Anstieg von $v(R_C)$ mit der aus den bereits gemessenen Größen berechneten Funktion $\beta/(r_{BE} + \gamma R_E)$.

4.1.3 Wechselstrommäßige Aufhebung der Gegenkopplung

Für $R_E = 0$ war die Verstärkung $|v|$ maximal, aber die Einstellung der Basisvorspannung U_B recht empfindlich. Wieviel Millivolt Spielraum haben Sie bei U_B innerhalb des Aussteuerbereiches des Transistors? Welchen Spielraum haben Sie bei $R_E = 390 \Omega$ ($|v| = 1$)? Schalten Sie jetzt einen geeigneten Kondensator parallel zu R_E , und überprüfen Sie, oberhalb welcher Signalfrequenz Sie jetzt annähernd wieder die maximale Verstärkung haben. Inwieweit entspricht das Ihren Erwartungen?

4.1.4 Frequenzverhalten und Kaskodenschaltung

Bauen Sie jetzt auf dem Schaltbrett II (Abb. 3.5) eine Verstärkerschaltung wie in Abb. 3/4.12 (Abgriff 2) auf. Wählen Sie eine Wechselspannungsverstärkung von etwa 10, indem Sie den eingebauten Emitterwiderstand von 100Ω benutzen und den Kollektowiderstand entsprechend wählen. Speisen Sie ein Sinussignal ($V_{SS} = 100 \text{ mV}$) aus dem Funktionsgenerator ein und stellen Sie den Arbeitspunkt mit dem DC-Offset ein. Benutzen Sie dafür einen BNC-Adapter mit einem eingebauten $10 \text{ k}\Omega$ -Widerstand,

der dem Basisvorwiderstand aus Abb. 3/4.14 entspricht. Die Einstellung ist leichter, wenn sie den Amplitudenschalter auf -20 dB stellen. Erhöhen Sie die Frequenz von 100 Hertz an aufwärts.

Tragen Sie die Wechselspannungverstärkung dieser Schaltung in ein doppelt-logarithmisches Diagramm gegen die Frequenz der Sinusspannung ein. Sehen Sie fünf Dekaden auf der x -Achse vor! Bestimmen Sie die Transitfrequenz und die Bandbreite dieser Schaltung!

Erweitern Sie jetzt die Schaltung zu einer Kaskodenschaltung nach Abb. 3/4.15. Beachten Sie, dass die Basis des Kaskodentransistors bereits an +2 V liegt. Wiederholen Sie die Messung des Frequenzganges und tragen Sie das Ergebnis in den bereits erstellte Verstärkungsdiagramm ein! Welche Transitfrequenz und Bandbreite erhalten Sie jetzt?

Der Spannungsabfall über R_{in} reduziert scheinbar die Verstärkung. Messen Sie daher das Eingangssignal hinter R_{in} . Welche Spannungsverstärkung messen Sie jetzt? Erklären Sie Ihre Beobachtungen!

4.1.5 Verstärker mit Spannungsgegenkopplung

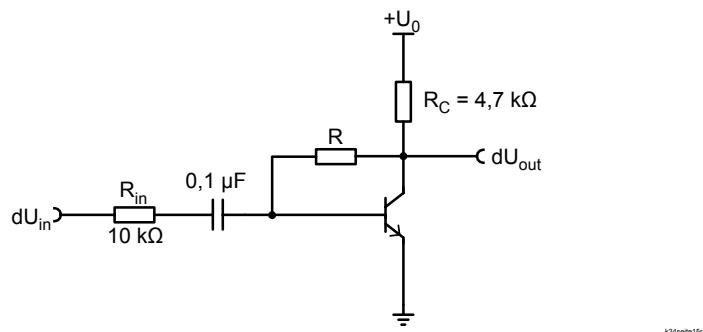


Abb. 4.1: Transistorverstärker mit Spannungsgegenkopplung

Bauen Sie die Schaltung aus Abb. 4.1 auf dem Schaltbrett I auf. Mit $R = 100 \text{ k}\Omega$ sollte die Ausgangsspannung in einem sinnvollen Arbeitsbereich zwischen U_0 und Masse liegen. Verifizieren Sie dies.

Wie groß ist die Spannungsverstärkung dU_{out}/dU_{in} für $f = 1 \text{ kHz}$? Wie groß ist die Spannungsverstärkung für $R = 33 \text{ k}\Omega$?

Versuch 5/6: Operationsverstärker

Die Versuche 5 und 6 erstrecken sich zusammen über zwei Halbtage:

1. Halbtag: Einfache Grundschaltungen mit dem Operationsverstärker
2. Halbtag: Anwendungen des Operationsverstärkers

Kenntnisse: Komplexe Darstellung von Impedanzen, Eigenschaften von Hoch- und Tiefpass, Schwingkreis; Resonanz, Schwebung; Definition von Strom- und Spannungsquelle, Innenwiderstand; Eigenschaften von Operationsverstärkern; Kennlinien von Dioden, Transistorverstärker; Aufbau und Herstellung integrierter Schaltungen.

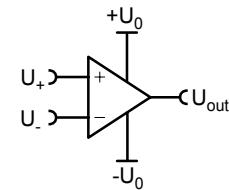
Literatur:

- J. Antula: Schaltungen der Mikroelektronik, Oldenbourg (1984)
- W. Bauer, H.H. Wagener: Bauelemente und Grundschaltungen der Elektronik, C. Hanser (1988)
- Horowitz-Hill: The Art of Electronics, Cambridge Univ. P. (1994)
- B. Morgenstern: Elektronik 2, Schaltungen, Vieweg (1993)
- H. Müseler, T. Schneider: Elektronik, Bauelemente und Schaltungen, C. Hanser (1989)
- D. Nuehrmann: Operationsverstärker-Praxis, Franzis (1991)
- K.H. Rohe: Elektronik für Physiker, Teubner (1987)
- A. Rost: Grundlagen der Elektronik, Springer (1992)
- U. Tietze, Ch. Schenk: Halbleiter Schaltungstechnik, Springer (1993)

5/6 Vorbereitung

5/6.1 Eigenschaften des Operationsverstärkers

Ein Operationsverstärker (OV) ist ein aktives elektronisches Bauteil, das außer zwei Anschlüssen für die Versorgungsspannungen zwei Eingänge und einen Ausgang hat. Abb. 5/6.1 zeigt das Schaltsymbol. Man nennt U_- den invertierenden, U_+ den nichtinvertierenden Eingang. Die Anschlüsse für die positive und die negative Versorgungsspannung lassen wir in den Schaltkizzen in Zukunft weg. Wir vereinbaren, dass sich alle Spannungen auf eine (meist willkürlich gewählte) Masse beziehen.



k55Seite10

Abb. 5/6.1: Schaltsymbol des Operationsverstärkers

Die wichtigsten Eigenschaften des Operationsverstärkers sind als die sogenannten **“Goldenen Regeln”**) bekannt.

Die Differenz der Eingangsspannungen $U_+ - U_-$ erscheint um die Leerlaufverstärkung v_0 verstärkt am Ausgang. Die (Gleichspannungs-)Leerlaufverstärkung ist meist sehr hoch ($10^5 \dots 10^7$). Als Formel:

$$U_{\text{out}} = v_0 \cdot (U_+ - U_-) \quad v_0 > \sim 10^5 \quad (5/6.1)$$

Wegen der außerordentlich hohen Verstärkung kann in der Analyse von Operationsverstärker-Schaltungen oft vereinfachend $v_0 \rightarrow \infty$ angenommen werden. Der Ausgang kann in diesem Fall überhaupt nur dann eine sinnvolle Spannung haben, wenn durch eine äußere **Gegenkopplung** (Rückkopplung auf den invertierenden Eingang) die Bedingung

$$U_+ = U_- \quad \text{bei Gegenkopplung} \quad (5/6.2)$$

erreicht wird. Daraus folgt die

Goldene Regel 1: In einer stabilen gegengekoppelten Schaltung stellt der OV seinen Ausgang so ein, dass die Spannung an den beiden Eingängen U_+ und U_- gleich ist.

Goldene Regel 2: In die Eingänge fließt (fast) kein Strom. Als Formel:

$$I_+ = I_- = 0 \quad (5/6.3)$$

Tatsächlich fließen bei realen Operationsverstärkern, die aus bipolaren Transistoren aufgebaut sind, Eingangsströme (I_{Bias}) von lediglich einigen 100 nA, bei aus FETs aufgebauten Operationsverstärkern sogar nur einige pA.

Neben diesen beiden "Golden Regeln" gibt es noch andere Eigenschaften, die angeben, wie nahe ein realer Operationsverstärker an den bisher betrachteten idealen OV herankommt. Sie müssen bei dem Entwurf und der Analyse anspruchsvoller Schaltungen berücksichtigt werden. Einige davon sind:

1. Maximale Ausgangsspannung: Der OV kann natürlich keine Ausgangsspannungen erzeugen, die größer als die positive bzw. kleiner als die negative Versorgungsspannung sind. Meist werden diese Spannungen nicht ganz erreicht, z. B. $U_{\text{out,max}} = +U_0 - 2 \text{ V}$, $U_{\text{out,min}} = -U_0 + 2 \text{ V}$.
2. Anstiegsgeschwindigkeit (slew rate): Durch interne Strombegrenzungen kann sich die Ausgangsspannung nicht beliebig schnell ändern. Die schnellstmögliche Spannungsänderung (in V/s) bezeichnet man als Anstiegsgeschwindigkeit.

3. Frequenzgang: Die Leerlaufverstärkung $v_0(f)$ nimmt mit steigender Signalfrequenz ab. Als Maß dafür gibt man die Transitfrequenz f_T an, bei der $v_0(f_T) = 1$ wird. Die Frequenz, bei der die Verstärkung auf $1/\sqrt{2}$ der Gleichspannungsverstärkung abgesunken ist (-3 dB-Punkt) nennt man die Grenzfrequenz f_{grenz} . Sie ist identisch mit der Bandbreite B (s. Abb. 3/4.13).
4. Eingangsnullspannung (input offset voltage): Für $U_+ = U_-$ erwartet man $U_{\text{out}} = 0$. Dies ist in der Praxis meist nicht der Fall. U_{out} wird erst dann Null, wenn eine kleine Spannungsdifferenz zwischen U_+ und U_- anliegt. Diese Eingangsnullspannung kann von Bauteil zu Bauteil verschieden sein. Oft haben Operationsverstärker einen zusätzlichen Anschluss, an dem mit einem variablen Widerstand die "Offset"-Spannung auf Null geregelt werden kann. FET-Operationsverstärker haben in der Regel schlechte (d. h. hohe) Offsetspannungen.
5. Gleichtaktunterdrückung (Common Mode Rejection Ratio, CMRR): Am Ausgang sollte sich nichts ändern, wenn beide Eingangsspannungen um den gleichen Wert verändert werden. Tatsächlich machen sich solche Gleichtaktsignale doch am Ausgang bemerkbar, sind aber um einen großen Faktor unterdrückt. Das Verhältnis zwischen differentieller Verstärkung und Gleichtaktverstärkung nennt man Gleichtaktunterdrückung (CMRR = Common Mode Rejection Ratio). Man gibt sie meist in dB an.

Je nach der Anwendung sind unterschiedliche Größen von Bedeutung. Tabelle 5/6.1 soll Ihnen ein Gefühl für die möglichen Werte geben.

5/6.2 Der gegengekoppelte Verstärker

Wie wir gleich sehen werden, wird ein Operationsverstärker fast immer gegengekoppelt. Dazu wird ein Teil des Ausgangssignals

Typ Technologie	LM741 bipolar	AD711 FET	AD8045 bipolar	OP27G bipolar
Preis (2008) €	0,40	1,70	4,40	3,00
v_0 (typ.)	$2 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$	1600	10^6
I_{bias} (max.) nA	800	0,05	6000	150
slew rate V/μs	0,5	20	1200	2,8
f_T (typ.) MHz	1,2	4	400	8
U_{offset} (max.) mV	7,5	3	2	0,2
CMRR (typ.) dB	90	80	85	120
Anwendung	universell	universell	schnell	präzise

Tabelle 5/6.1: Daten gebräuchlicher Operationsverstärker

auf den invertierenden Eingang zurückgeführt. Die Eigenschaften der Schaltung sind dann fast ausschließlich durch das rückkoppelnde Netzwerk bestimmt und fast unabhängig von den Eigenschaften des OV. Wir berechnen daher zuerst einmal ganz allgemein die Wirkungsweise einer Gegenkopplung.

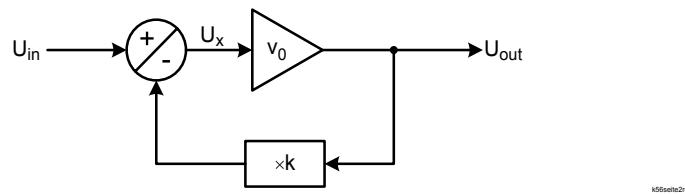


Abb. 5/6.2: Allgemeines System mit Gegenkopplung

In Abb. 5/6.2 betrachten wir einen Verstärker mit der Verstärkung v_0 . Ein Bruchteil k des Ausgangssignals U_{out} wird vom Eingangssignal U_{in} subtrahiert und die Differenz U_x auf den Eingang des Verstärkers gegeben. Wir wollen die Verstärkung $v = U_{\text{out}}/U_{\text{in}}$ der gegengekoppelten Schaltung berechnen. Mit $U_x = U_{\text{in}} - kU_{\text{out}}$ und $U_{\text{out}} = v_0U_x$ folgt:

$$\frac{1}{v} = \frac{1}{v_0} + k \quad (5/6.4)$$

Diese Beziehung kennen Sie bereits aus Versuch 3/4 Gl. 3/4.16. Solange v_0 genügend groß ist, kann man den $1/v_0$ -Anteil vernachlässigen und die Verstärkung des Systems ist einfach $v = 1/k$. Änderungen von v_0 in Abhängigkeit von z. B. der Betriebstemperatur, der Signalfrequenz oder dem Herstellungsprozess wirken sich praktisch nicht auf v aus. Das stimmt um so besser, je größer v_0 und je kleiner v ist. Warum?

Aufg. A: Berechnen Sie v für $k = 0,1$, $v_0 = 10^4$ und $v_0 = 10^5$.

Um wieviel Prozent weicht v jeweils vom angestrebten Wert $1/k$ ab?

Machen Sie sich die Wirkungsweise der Gegenkopplung auch anschaulich klar: Erhöht sich die Eingangsspannung U_{in} um einen kleinen Betrag ΔU_{in} , so erscheint dieser zunächst als ΔU_x am Eingang des Verstärkers. Aufgrund der hohen Leerlaufverstärkung v_0 steigt daraufhin die Ausgangsspannung U_{out} stark an. Der Anstieg ΔU_{out} hört etwa dann auf, wenn der rückgekoppelte Anteil $k\Delta U_{\text{out}}$ die Erhöhung der Eingangsspannung ΔU_{in} kompensiert ($k\Delta U_{\text{out}} = \Delta U_{\text{in}}$), also wenn etwa $\Delta U_{\text{out}}/\Delta U_{\text{in}} = 1/k = v$.

Je größer v_0 ist, desto geringer ist die benötigte Änderung der Eingangsspannung U_x , da der Verstärker bei hohem v_0 bereits bei sehr kleinem ΔU_x reagiert. Für $v_0 \rightarrow \infty$ muss daher U_x immer Null sein. Diesen Effekt der negativen Rückkopplung werden wir oft ausnutzen.

Aufg. B: Zeigen Sie, dass die Eingangsspannung des Verstärkers allgemein $U_x = U_{\text{in}}/(1 + kv_0)$ ist. Wie groß ist sie für den oben betrachteten Verstärker mit $k = 0,1$, $v_0 = 10^5$, $U_{\text{in}} = 1 \text{ V}$?

5/6.3 Aufbau eines Operationsverstärkers

Mit den Kenntnissen aus Versuch 3/4 können wir in etwa verstehen wie der wichtigste Teil der meisten Operationsverstärker, der “differentielle Verstärker” (Abb. 5/6.3), arbeitet. Wir interessieren uns hier nur für Spannungsänderungen und nehmen an,

dass sich für $U_+ = U_- = \text{const.}$ bereits eine gewisse Ausgangsspannung U_{out} eingestellt hat.

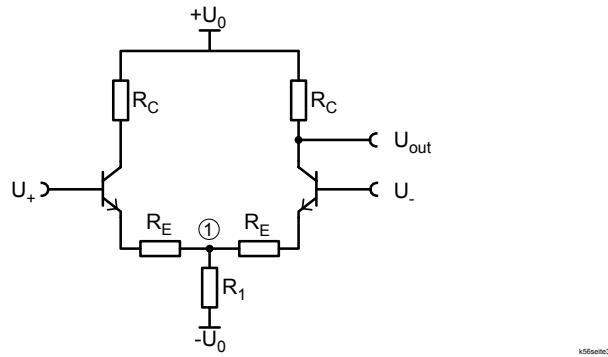


Abb. 5/6.3: Differentieller Verstärker

Nun erhöhen wir z. B. U_+ um ΔU_{in} und erniedrigen gleichzeitig U_- um $-\Delta U_{\text{in}}$, wir legen also ein differentielles Eingangssignal $2\Delta U_{\text{in}}$ an. Wegen des ungefähr konstanten Basis-Emitter-Spannungsabfalls in beiden Transistoren ändern sich die Emitterspannungen entsprechend um den gleichen Betrag nach oben bzw. nach unten. Da die beiden Emitterwiderstände R_E gleich groß sind, ändert sich die Spannung am Punkt 1 dadurch jedoch nicht. Die Spannung über dem rechten Emitterwiderstand sinkt also um ΔU_{in} ab und somit reduziert sich der Strom um $-\Delta U_{\text{in}}/R_E$ (dabei vernachlässigen wir den intrinsischen Emitterwiderstand in den Transistoren r_{BE}). Vernachlässigt man den Basisstrom, so führt die Stromabnahme durch R_C (bei unbelastetem Ausgang) zu einer Ausgangsspannungsänderung $\Delta U_{\text{out}} = R_C \Delta U_{\text{in}}/R_E$. Da das totale Eingangssignal $2\Delta U_{\text{in}}$ ist, ist die differentielle Verstärkung also

$$v_{\text{diff}} = \frac{\Delta U_{\text{out}}}{2\Delta U_{\text{in}}} \simeq \frac{R_C}{2R_E} \quad (5/6.5)$$

Aufg. C: Berechnen Sie nun die Verstärkung eines Gleichtaktsignals (common mode signal, CM), also $\Delta U_+ = \Delta U_- =$

$+\Delta U_{\text{in}}$. Betrachten Sie dazu wieder die Änderung der Emitterspannungen und die daraus resultierende Änderung des Stromes durch R_1 (näherungsweise: $R_1 \gg R_E$). Zeigen Sie, dass $v_{CM} \simeq -R_C/(2R_1)$. Wie ist die Gleichtaktunterdrückung einer solchen Schaltung für $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = R_1 = 100 \text{ k}\Omega$?

Ein asymmetrisches Eingangssignal kann man jetzt allgemein aus einem differentiellen Anteil und einem Gleichtaktanteil zusammensetzen. Um eine hohe Verstärkung zu erreichen, wählt man R_C möglichst groß und $R_E = 0$, wodurch dann aber der intrinsische, stromabhängige Emitterwiderstand r_{BE} wichtig wird. Die Gleichtaktunterdrückung wird wesentlich verbessert, wenn man R_1 durch eine Konstantstromquelle (im einfachsten Fall aus einem Transistor) ersetzt. Wie hoch wird dann v_{CM} im Idealfall? Man kann in dieser Schaltung auch Feldeffekttransistoren benutzen, wodurch die Eingangsströme dann auf z. T. unter 1 pA sinken.

5/6.4 Wichtige Grundschaltungen mit Operationsverstärkern

5/6.4.1 Nicht invertierender Verstärker

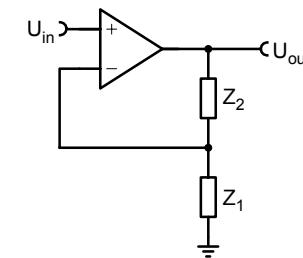


Abb. 5/6.4: Nicht invertierender Verstärker

Betrachten wir nun die Schaltung in Abb. 5/6.4 mit einem idealisierten Operationsverstärker mit unendlich hoher Leerlauf-

verstärkung. Hier ist $U_- = kU_{\text{out}}$ mit $k = Z_1/(Z_1 + Z_2)$, $U_+ = U_{\text{in}}$. Aus der allgemeinen Betrachtung in Abschnitt 5/6.2 folgt sofort:

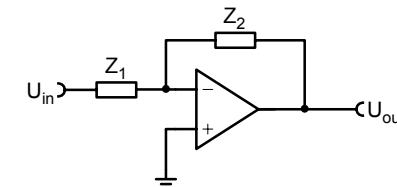
$$v = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{1}{k} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad (5/6.6)$$

Um das anschaulich besser zu verstehen, nehmen wir als Beispiel $Z_1 = 1 \text{ k}\Omega$ und $Z = 9 \text{ k}\Omega$, also $k = 0,1$. Die beiden Widerstände bilden einen Spannungsteiler, der $U_- = 0,1 \cdot U_{\text{out}}$ bewirkt (da wir ja annehmen, dass kein Strom in die Eingänge fließt, ist der Spannungsteiler unbelastet). Nun legen wir an den Eingang eine Spannung $U_{\text{in}} = U_+ = +0,1 \text{ V}$ an. Falls der Ausgang eine Spannung von über $+1 \text{ V}$ (der "richtigen" Ausgangsspannung) hat, ist die auf U_- gegengekoppelte Spannung größer als $+0,1 \text{ V}$, der invertierende Eingang also positiver als der nicht invertierende Eingang ($U_+ - U_- < 0$) und die Ausgangsspannung wird daher negativer. Falls sie unter 1 V sinkt, geschieht genau das Umgekehrte: U_- ist dann negativer als U_+ ($U_+ - U_- > 0$) und der Ausgang wird positiver. Die Ausgangsspannung $U_{\text{out}} = 1 \text{ V} = vU_{\text{in}}$ ist also der einzige stabile Gleichgewichtspunkt in diesem aktiv geregelten System. Sie sollten jetzt verstanden haben, warum in einem gegengekoppelten System (bei $v_0 \rightarrow \infty$) immer Bedingung 5/6.1 erreicht wird. Was passiert, wenn man einen der beiden Widerstände weglässt (offen) oder kurzschließt (0Ω)? Machen Sie sich das jeweils anschaulich klar!

Aufg. D: Betrachten Sie diese Schaltung mit $Z_2 = R = 100 \text{ k}\Omega$, $Z_1 = C = 100 \text{ nF}$. Wie ändert sich der Betrag von Z_1 mit der Frequenz und was bedeutet das für die Verstärkung? Was passiert für $f = 0$ und $f \rightarrow \infty$? Für welche Frequenz ist $|Z_1| = R$? Berechnen Sie die Ausgangsspannung und daraus $v(f) = |U_{\text{out}}/U_{\text{in}}|$, indem Sie die komplexen Impedanzen für R und C benutzen. Stimmt Ihre obige Vorhersage für $v(0)$ und $v(\infty)$? Skizzieren Sie, wie $v(f)$ in einem doppeltlogarithmischen Plot (Bode-Diagramm) aussieht!

Der Eingangswiderstand Z_{in} dieser Schaltung ist wegen des extrem niedrigen Eingangsstromes offensichtlich sehr hoch (viele $\text{M}\Omega$, bei FET-OVs viele $\text{G}\Omega$). Der Ausgangswiderstand wird durch die Gegenkopplung ($v_0 \rightarrow \infty$) Null: Bei Belastung des Ausgangs kann die Spannung zwar kurzzeitig absinken, der OV regelt dann aber solange nach, bis der alte Wert erreicht ist. $Z_{\text{out}} = 0$ ist also eine weitere erstaunliche Folge der Gegenkopplung und gilt für Belastungen, die so langsam sind, dass der OV genügend Zeit zum Nachregeln hat.

5/6.4.2 Invertierender Verstärker



k6seite4u

Abb. 5/6.5: Invertierender Verstärker

Da es sich in Abb. 5/6.5 um eine gegengekoppelte Schaltung handelt, gilt wieder $U_- = U_+$. Da $U_+ = 0 \text{ V}$ ist, wird der OV die Spannung U_- ebenfalls auf 0 V einstellen. Dieser Punkt liegt also immer auf Massepotential, ist aber nicht mit Masse verbunden. Man spricht daher von einer "virtuellen Masse" am invertierenden Eingang. Der Strom durch Z_1 ist also $I_1 = U_{\text{in}}/Z_1$. Wegen $I_- = 0$ fließt dieser Strom auch durch Z_2 und es gilt $I_1 = I_2 = -U_{\text{out}}/Z_2$, also

$$v = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (5/6.7)$$

Aufg. E: Woher kommt das Minuszeichen? Machen Sie sich auch hier die Wirkungsweise der Gegenkopplung klar! Verstehen Sie, warum I_2 **nicht** von Z_2 abhängt! Wie sind Eingangs- und Ausgangswiderstand dieser Schaltung?

5/6.4.3 Addierer

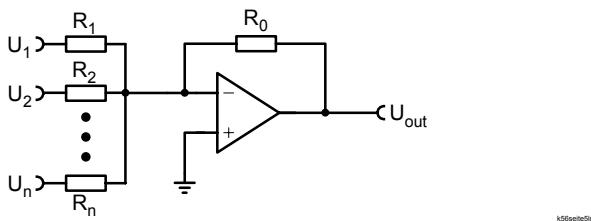


Abb. 5/6.6: (Invertierender) Addierer

Aufg. F: Zeigen Sie, dass die Schaltung Abb. 5/6.6 die Eingangsspannungen folgendermaßen addiert:

$$U_{\text{out}} = c_1 \cdot U_1 + c_2 \cdot U_2 + \dots + c_n \cdot U_n \quad \text{mit} \quad c_n = -\frac{R_0}{R_n} \quad (5/6.8)$$

Berechnen Sie dazu wie oben die Ströme am invertierenden Eingang und benutzen Sie $U_+ = U_-$.

5/6.4.4 Differenzverstärker

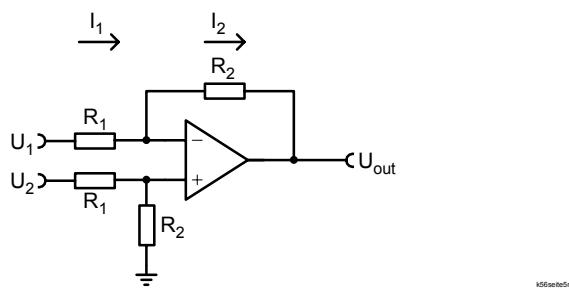


Abb. 5/6.7: Differenzverstärker

Analyse des Differenzverstärkers: Aus

$$U_+ = U_2 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_- = U_+$$

$$I_1 = \frac{U_1 - U_-}{R_1}$$

$$I_2 = I_1$$

$$I_2 = \frac{U_- - U_{\text{out}}}{R_2}$$

folgt

$$U_{\text{out}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_2 - U_1) \quad (5/6.9)$$

Aufg. G: Erklären Sie die einzelnen Schritte und rechnen Sie das Endergebnis nach!

Die Schaltung verstärkt also die Differenz der Eingangsspannungen um R_2/R_1 . Durch geeignete Wahl der Widerstände kann man ganz allgemein $U_{\text{out}} = A \cdot U_2 - B \cdot U_1$ erreichen.

5/6.4.5 Stromquelle

In Abschnitt 5/6.4.2 haben Sie gesehen, dass beim invertierenden Verstärker (Abb. 5/6.4) der Strom im Rückkopplungszweig nicht von Z_2 abhängt, sondern über $I = U_{\text{in}}/Z_1$ festgelegt ist. Die Schaltung 5/6.4.2 stellt also für Z_2 eine spannungsgesteuerte Stromquelle dar. Machen Sie sich klar, wie sich die Ausgangsspannung des OV verändert, wenn die Regelung arbeitet, z.B. wenn $Z_1 = R_1 = 1\text{k}\Omega$ und $Z_2 = R_2 = 0 \dots 1\text{k}\Omega$ ist. Was passiert, wenn man zu große Ströme verlangt oder R_2 zu groß ist?

5/6.4.6 Logarithmierer

In Abb. 5/6.8 befindet sich eine Diode im Rückkopplungszweig einer steuerbaren Stromquelle. Die Kennlinie einer Diode lässt

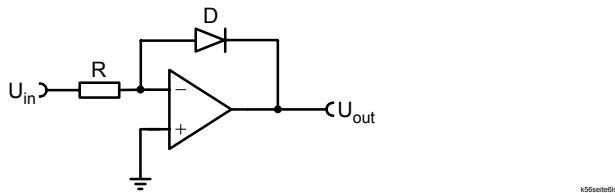


Abb. 5/6.8: (Invertierender) Logarithmierer

sich in weiten Bereichen durch $I_D = I_0 \cdot \exp(\alpha \cdot U_D)$ darstellen. I_D wird durch U_{in} vorgegeben und daher ist

$$U_{\text{out}} = A \cdot \ln(B \cdot U_{\text{in}}) \quad (5/6.10)$$

Wie hängen A und B mit R , I_0 und U_D zusammen? Was passiert, wenn die Eingangsspannung negativ wird?

5/6.4.7 Exponenzierer

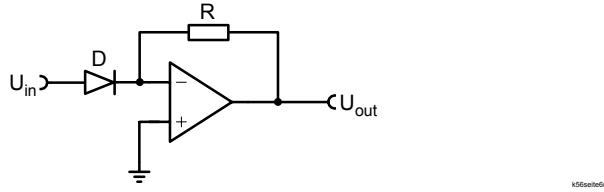


Abb. 5/6.9: (Invertierender) Exponentieller

Aus $U_- = U_+ = 0$ und $I_- = 0$ folgt $I_D = -U_{\text{out}}/R$; mit $I_D = I_0 e^{\alpha U_{\text{in}}}$ folgt

$$U_{\text{out}} = -RI_0 e^{\alpha U_{\text{in}}} \quad (5/6.11)$$

5/6.4.8 Differenzierer

Für solche Schaltungen gibt es zwei äquivalente Betrachtungsweisen, im Zeitbereich und im Frequenzbereich.

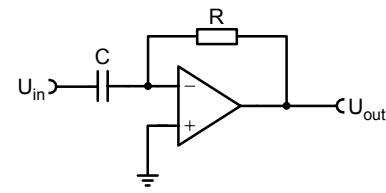


Abb. 5/6.10: (Invertierender) Differenzierer

Analyse im Zeitbereich: Man sucht den zeitlichen Zusammenhang zwischen U_{out} und U_{in} . Wegen $U_- = U_+ = 0$ gilt für den Kondensator $Q = CU_{\text{in}}$, also $I_C = dQ/dt = C dU_{\text{in}}/dt$. Wegen $I_- = 0$ ist

$$\begin{aligned} I_C &= C \frac{dU_{\text{in}}}{dt} = I_R = -\frac{U_{\text{out}}}{R}, \quad \text{also} \\ U_{\text{out}} &= -RC \frac{dU_{\text{in}}}{dt} \end{aligned} \quad (5/6.12)$$

Analyse im Frequenzbereich: Man sucht den frequenzabhängigen Zusammenhang zwischen U_{out} und U_{in} . Mit der Formel des invertierenden Verstärkers kann man sofort die komplexe Verstärkung

$$v(\omega) = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = -\frac{R}{\frac{1}{i\omega C}} = -i\omega RC \quad (5/6.13)$$

und den Frequenzgang des Amplitudenverhältnisses

$$|v(\omega)| = \left| \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} \right| = \omega RC \quad (5/6.14)$$

angeben. Bei Differenzierern steigt demnach die Verstärkung proportional zu ω (entspricht 6 dB/Oktave) an, natürlich nur innerhalb der Grenzen von Verstärkung und Bandbreite des OV.

Für die Phase Φ zwischen U_{out} und U_{in} gilt:

$$\begin{aligned} \tan \Phi(\omega) &= \frac{\text{Im}\{v(\omega)\}}{\text{Re}\{v(\omega)\}} = -\frac{\omega RC}{0} \rightarrow -\infty, \\ \Phi &= -\frac{\pi}{2}, \end{aligned} \quad (5/6.15)$$

wobei das Minuszeichen daher röhrt, dass es sich hier um einen invertierenden Differenzierer handelt.

5/6.4.9 Integrator

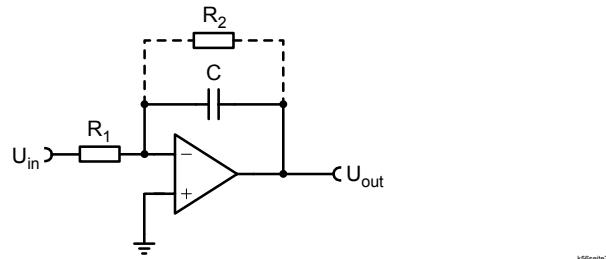


Abb. 5/6.11: (Invertierender) Integrator

In der Schaltung 5/6.11 wird der Kondensator C mit dem Strom U_{in}/R_1 geladen bzw. entladen. Wegen $U_{\text{out}} = -Q/C$ und $Q(t) = \int_{t_0}^t I(t') dt'$ ist

$$U_{\text{out}}(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int_{t_0}^t U_{\text{in}}(t') dt' \quad (5/6.16)$$

Die Eingangsspannung wird also zeitlich integriert.

Aufg. H: Erklären Sie, was bei einer konstanten negativen Eingangsspannung in der Schaltung und am Ausgang passiert.

Aufg. I: Betrachten Sie die Schaltung als invertierenden Verstärker mit $Z_1 = R$. Bauen Sie für Z_2 einen Kondensator ein und berechnen Sie den Frequenzgang $v(\omega)$ und die Phasenbeziehung $\Phi(\omega)$ zwischen Ausgangs- und Eingangssignal.

In der Praxis ergibt sich das Problem, dass bereits kleinste Gleichspannungen am Eingang (Offsetspannung des OV!) auf integriert werden und so der Ausgang in Sättigung gerät.

Man schaltet daher einen großen Widerstand R_2 parallel zu C, der dann eine solche Aufladung verhindert. Wie wirkt sich R_2 auf die Verstärkung bei kleinen Frequenzen ($f \rightarrow 0$) aus? Sie können das ausrechnen, Sie können aber auch direkt die Schaltung bei $f = 0$ betrachten. Wie ist daher das Ausgangssignal bei $U_{\text{in}} = \varepsilon = \text{const.}$?

5/6.4.10 Resonanzverstärker

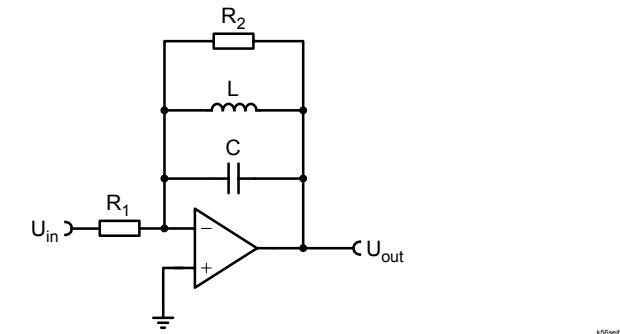


Abb. 5/6.12: Resonanzverstärker

$$v = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = -\frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{i\omega L} + i\omega C} \cdot \frac{1}{R_1} \quad (5/6.17)$$

Die Verstärkung erreicht ein Maximum $|v_{\text{Res}}| = R_2/R_1$ bei der Resonanzfrequenz $\omega_{\text{Res}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Die Güte der Resonanzkurve ist

$$Q = \frac{1}{R_2} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega_{\text{Res}} L}{R_2}$$

5/6.4.11 Invertierender Schmitt-Trigger

In der Schaltung in Abb. 5/6.13 wird ein Teil des Ausgangssignals auf den nicht invertierenden Eingang zurückgeführt, es handelt sich hier also um eine Mitkopplung. Änderungen in

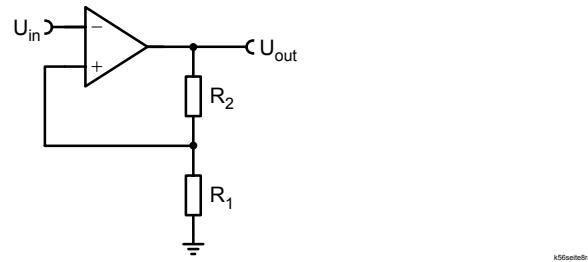


Abb. 5/6.13: Invertierender Schmitt-Trigger

der Ausgangsspannung werden dadurch nicht gebremst, sondern verstärkt und der Ausgang befindet sich immer an der positiven oder negativen Aussteuerungsgrenze (U_{\max} bzw. U_{\min}). Nehmen Sie $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $U_{\max, \min} = \pm 14 \text{ V}$ an. Der Ausgang befindet sich an der positiven Aussteuerungsgrenze. Dann ist

$$U_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{\max} = \frac{U_{\max}}{2}$$

Wird $U_{\text{in}} = U_- > U_+$, so nimmt die Ausgangsspannung ab und damit auch U_+ . Die Differenz $U_+ - U_{\text{in}}$ wird stärker negativ. Durch die Mitkopplung springt U_{out} sehr schnell auf U_{\min} . Dann ist

$$U_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{\min} = \frac{U_{\min}}{2}$$

Man nennt die zum Umschalten führenden Eingangsspannungen

$$\begin{aligned} U_{\text{in}1} &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{\max} \\ U_{\text{in}2} &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{\min} \end{aligned} \quad (5/6.18)$$

die obere und untere Schaltschwelle. Die Differenz der beiden

$$\Delta U = U_{\text{in}1} - U_{\text{in}2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (U_{\max} - U_{\min}) \quad (5/6.19)$$

ist die Schalthysterese. Legt man an den Eingang z. B. ein Sinussignal, so liefert der Schmitt-Trigger ein Rechtecksignal

mit genau definierten Umschaltpunkten als Ausgangssignal, s. Abb. 5/6.14.

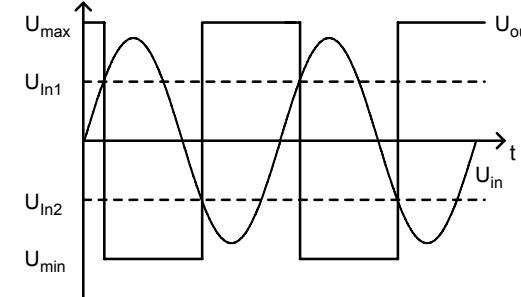


Abb. 5/6.14: Spannungen des invertierenden Schmitt-Triggers

Die maximale Schaltfrequenz eines solchen Schmitt-Triggers wird stark durch die maximale Anstiegsgeschwindigkeit des OV-Ausgangs ("slew rate") begrenzt, da der Ausgang jedes mal von U_{\max} bis U_{\min} laufen muss. In der Praxis benutzt man daher für solche Schaltanwendungen spezielle Bauteile, sogenannte Komparatoren, die bei ähnlichem Aufbau prinzipbedingt viel höhere slew rates erreichen können als vergleichbare Operationsverstärker.

Aufg. J: Wie groß ist die zu erwartende maximale Schaltfrequenz für den im Praktikum verwendeten Operationsverstärker AD711 ($U_{\max/\min} = \pm 14 \text{ V}$)?

5/6.4.12 Astabiler Multivibrator

Eine Anwendung des invertierenden Schmitt-Triggers zeigt Abb. 5/6.15. Hier wird das Ausgangssignal $\pm U_{\max}$ zur Aufladung bzw. Entladung eines Kondensators benutzt. Nehmen Sie an, C ist entladen und $U_{\text{out}} = +U_{\max}$. Der Kondensator lädt sich dann über R_3 positiv auf bis die obere Schaltgrenze erreicht ist. Der Schmitt-Trigger springt auf U_{\min} um und der Kondensator wird auf negative Spannungen umgeladen, bis die

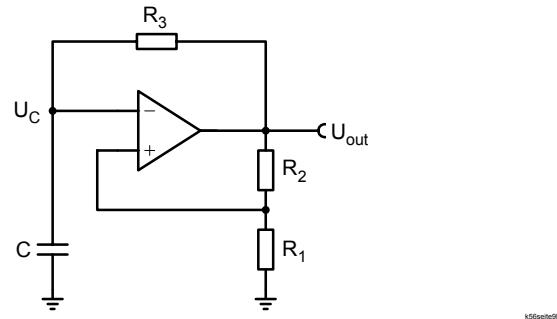


Abb. 5/6.15: Astabiler Multivibrator

untere Schaltgrenze erreicht ist und der OV wieder umschaltet und so weiter.

Aufg. K: Skizzieren Sie den Spannungsverlauf am Ausgang und am Kondensator für $R_1 = R_2$, $U_{max,min} = \pm 14$ V. Durch welche mathematische Funktion wird die Lade/Entladekurve beschrieben?

5/6.4.13 Erweiterung zum Monoflop

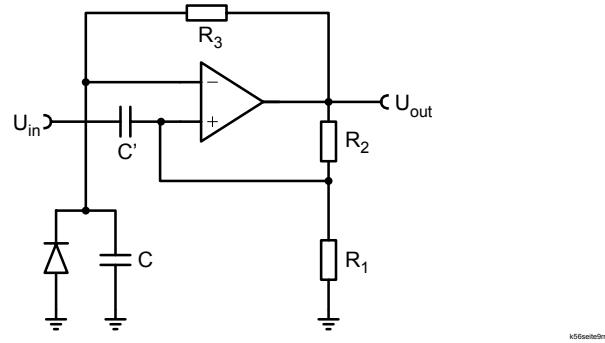


Abb. 5/6.16: Monoflop

Die Diode verhindert hier eine Aufladung des Kondensators C

auf Spannungen kleiner als $-U_D$, wobei U_D die Durchlassspannung der Diode ist. Falls die durch R_1 , R_2 bestimmte untere Schaltschwelle tiefer liegt, befindet sich U_{out} demnach an der negativen Aussteuergrenze in einem stabilen Zustand. Ein positiver Impuls über C' auf den “+”-Eingang lässt U_{out} zur oberen Grenze kippen, wo sie für die Zeit

$$T \sim R_3 C \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad \text{für} \quad U_D \ll U_{max} \quad (5/6.20)$$

bleibt. Anwendung: Impulsformung, Zeitschalter, Verzögerungsglieder.

5/6 Versuchsdurchführung

An den zwei zur Verfügung stehenden Tagen sollen Sie die wichtigsten Grundschaltungen für Operationsverstärker aufbauen und ein Gefühl für deren Funktionsweise entwickeln. Außerdem sollen Sie anhand komplizierterer Schaltungen die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten von Operationsverstärkern kennenlernen.

Am ersten Versuchstag arbeitet jede Gruppe wie bisher für sich. Am zweiten Versuchstag wollen wir dann versuchen, aus verschiedenen Schaltungen einen Messaufbau zusammenzustellen, mit dem wir automatisch den Frequenzgang von Schaltungen auf dem Oszilloskop darstellen können. Jede Zweiergruppe trägt dazu einen Schaltungsteil bei, auf den sie sich vorher ausführlich vorbereiten muss. Zu Beginn des Versuchstages baut jede Gruppe “ihre” Schaltung auf und testet sie genau (1–1,5 h). Dann stellt sie ihre Schaltung an der Tafel vor und erklärt den anderen Gruppen deren Funktion und Eigenschaften (je ca. 20 min). Praktische Beispiele der Eigenschaften können dabei an der aufgebauten Schaltung demonstriert werden. Die Gruppe soll auf Fragen der anderen vorbereitet sein, so dass es zu einer Diskussion kommen kann. Schließlich werden die einzelnen Schaltungsteile mit Hilfe des Assistenten zur Messschaltung

zusammengefügt und mehrere Schaltungen auf ihren Frequenzgang hin untersucht.

5.1 Erster Versuchstag

Zur Verfügung stehen: Schaltbrett mit Operationsverstärker, Oszillograph, Funktionsgenerator, Multimeter (Unigor), Sinusgenerator mit 3 Ausgängen (50 Hz, 100 Hz und wahlweise 150 oder 200 Hz) und am Netzgerät eine variable, erdfreie Gleichspannung von 0..15 V. Als Operationsverstärker wird der weit verbreitete Universaltyp LM741 (= TBA 221) benutzt. Seine wichtigsten Kenndaten können Sie der Tabelle 5/6.1 entnehmen. Die Betriebsspannungen $U_0 = \pm 15$ V erhält der OV über den Hirschmannstecker aus dem Netzgerät.

Alle im folgenden angegebenen Widerstands- und Kapazitätswerte sind Vorschläge. Probieren Sie jeweils auch andere Werte aus und beobachten Sie, wie sich die Eigenschaften der Schaltung verändern. Bevor Sie irgendwelche genaueren Messungen durchführen, sollten Sie das Verhalten der Schaltung z. B. bei unterschiedlichen Frequenzen und Amplituden des Eingangssignals genau verstehen. Oft wird nur nach dem qualitativen Verhalten einer Schaltung gefragt. Notieren Sie dann Ihre Beobachtungen in wenigen Sätzen.

Geräte: Oszillograph, Funktionsgenerator, Netzgerät, Sinusgenerator, Schaltbrett "Operationsverstärker" (TBA 221), Multimeter UNIGOR 4P, Digitalmultimeter ABB M205 oder METEX M3640D.

5.1.1 Gruppeneinteilung für den zweiten Versuchstag

Am zweiten Versuchstag soll sich jede Gruppe detailliert mit einer komplizierteren Schaltung befassen. Für die intensive Vorbereitung werden die Schaltungen vorher auf die Gruppen verteilt. Dabei gibt es einfache und schwierige Schaltungen, die dem Niveau der einzelnen Gruppen angepasst werden sollten. Insgesamt soll dabei ein Messaufbau entstehen, mit dem der Frequenzgang

einer Testschaltung halblogarithmisch auf dem Oszillographen dargestellt wird. Die Schaltungen 1, 2 und 3 werden für den Messaufbau benötigt und müssen daher vergeben werden. Schaltungen 4, 5 und 6 sollen vermessen werden und werden daher nicht alle benötigt. Die Schaltungen sind in Abschnitt 5 beschrieben.

Schaltung	Schwierigkeit
1. Sägezahngenerator	+++
2. Exponenziert	++
3. Spannungs-Frequenzwandler	++++
4. Tiefpass, Hochpass	+
5. Resonanzverstärker, Sperrfilter	++
6. Bandpass	+

5.1.2 Nicht invertierender Verstärker

Bauen Sie einen nicht invertierenden Verstärker mit $v = 11$ ($R_1 = 1\text{ k}\Omega$) auf. Beobachten Sie das Ausgangssignal bei kleinem Eingangssignal (Sinus, ca. 100 mV) als Funktion der Frequenz. Betrachten Sie dabei Eingangs- und Ausgangssignal gleichzeitig auf den zwei Kanälen des Oszillographen. Vermessen Sie den Frequenzgang und stellen Sie $v(f)$ doppeltlogarithmisch dar (Wertebereich: $f = 10^2 \dots 10^6$ Hz, $v = 1 \dots 100$). Um nicht zu viel Zeit zu verlieren, sollten Sie das Plateau nur mit wenigen Punkten, dafür den Abfall genauer vermessen. Beginnen Sie dabei mit der Transitfrequenz ($v(f_T) = 1$) und erniedrigen Sie die Frequenz schrittweise. Das doppeltlogarithmische Papier (horizontal 4 Dekaden, vertikal 2 Dekaden) bekommen Sie vom Assistenten.

Stellen Sie auf dem Oszi in der oberen Spur das Eingangssignal mit einer Amplitude von genau 100 mV_{SS} zwischen zwei Kästchen dar. Kontrollieren Sie während der Messungen immer, dass die Eingangsamplitude konstant bleibt. Die Nulllinie der unteren Spur legen Sie auf die unterste Gitterlinie (Eingangsschalter auf "GND") und koppeln dann das Ausgangssignal "AC" ein, um einen eventuellen Gleichspannungsanteil (Offset) abzutrennen. Bei geeigneter Skalierung lässt sich die Verstärkung dann

sofort ablesen. Bestimmen Sie Transit- und Grenzfrequenz und vergleichen Sie die Transitfrequenz mit dem Tabellenwert!

Verändern Sie nun die Verstärkung auf $v = 101$ und tragen Sie Messpunkte für $v = 80, 60, 40, 20, 10$ ein. Für hohe Frequenzen geht die Kurve in die von $v = 11$ über, da der OV hier die Verstärkung limitiert. Bestimmen Sie auch hier f_T und f_{grenz} ! Welches Frequenzverhalten erwarten Sie für $v = 2$? Probieren Sie es aus und tragen Sie das Ergebnis in das Diagramm ein! Sie sehen hier deutlich, wie eine starke Gegenkopplung den Frequenzgang linearisiert. Wählen Sie nun für $v = 101$ ein Rechtecksignal ($f = 1 \text{ kHz}$) und erhöhen Sie die Amplitude, bis das Ausgangssignal etwa 20 V_{SS} hat. Messen Sie die Anstiegs geschwindigkeit (slew rate) an den Flanken des Ausgangssignals. Erfüllt Ihr OV die Mindestanforderung aus Tabelle 5/6.1? Erhöhen Sie jetzt die Frequenz. Was passiert mit der Amplitude am Ausgang und mit der Signalform? Schalten Sie zurück auf ein Sinussignal und vergleichen Sie. Erklären Sie die Unterschiede. Hat das etwas mit Bandbreite oder slew rate zu tun?

Bauen Sie jetzt wieder $v = 11$ auf ($R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$) und schalten Sie $C = 0,1 \mu\text{F}$ in Serie mit R_1 . Welche Veränderung im Frequenzgang erwarten Sie theoretisch? Bei welcher Frequenz etwa sollte sich der Kondensator bemerkbar machen? Was beobachten Sie? Tragen Sie Ihre Beobachtung in das Diagramm ein!

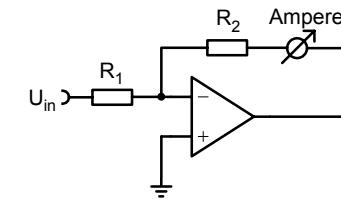
5.1.3 Addierer

Der Dreifach-Sinusgenerator liefert die Frequenzen 50, 100, und 150 oder 200 Hz mit variablen Amplituden. Bauen Sie einen Addierer mit 3 Eingängen auf und erzeugen Sie damit durch die Überlagerung von Sinussignalen ein Sägezahnsignal. Die Fourierreihe eines Sägezahns lautet:

$$F(t) = \frac{2}{\pi} A \cdot \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{2} \sin(2\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \dots \right) \quad (5.1)$$

Stellen Sie das Ergebnis grafisch dar!

5.1.4 Konstantstromquelle



k56seite11rm

Abb. 5.1: Konstantstromquelle

Bauen Sie die Schaltung in Abb. 5.1 mit $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ auf. Wie hoch sollte der Strom im Rückkopplungszweig für eine Eingangsspannung von $9,4 \text{ V}$ sein? Messen Sie das nach! Bauen Sie jetzt für R_2 ein Potentiometer ($0 \dots 47 \text{ k}\Omega$) ein. Wie ändert sich der Strom, wenn Sie R_2 verändern? Widerspricht das nicht dem Ohmschen Gesetz? Was ändert sich, wenn Sie R_2 verändern? Beweisen Sie das! Sie haben zwei Möglichkeiten, den Strom zu halbieren. Welche sind das?

5.1.5 Integrator

Ersetzen Sie in Abb. 5.1 den Widerstand R_2 und das Ampermeter durch eine Parallelschaltung von $C = 100 \text{ nF}$ und $R = 1 \text{ M}\Omega$ (Hinweis: Sie können $R = 1 \text{ M}\Omega$ auch die Zusammenschaltung mehrerer Widerstände approximieren.) und geben Sie ein symmetrisches Rechtecksignal (f ungefähr 100 Hz , Amplitude ca. 1 V_{SS}) auf den Eingang. Beobachten Sie Eingang und Ausgang gleichzeitig. Was sehen Sie?

Da der invertierende Eingang auf "virtuellem" Massepotential liegt, sieht man am Ausgang direkt die Spannung über dem Kondensator. Wie im vorherigen Versuch fließt durch den Rückkopplungszweig jeweils ein **konstanter Strom**, der den Kondensator linear auf- bzw. entlädt. Man hat hier also nicht die exponentielle Ladekurve, die man beim Aufladen eines Kondensators mit **konstanter Spannung** erhält.

Verändern Sie Eingangsfrequenz und -spannung und erklären Sie was passiert! Was geschieht, wenn Sie R_2 weglassen? (Schauen Sie sich Eingangs- und Ausgangssignal im DC-Modus an.)

Benutzen Sie nun ein Sinussignal und beobachten Sie die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal. Was passiert, wenn Sie ein Signal auf den X- das andere auf den Y-Eingang des Oszilloskopps geben (bei HAMEG: die 3 unteren Knöpfe dürfen nicht gedrückt sein) und gleiche Amplituden einstellen? Verändern Sie Amplitude und Frequenz des Eingangssignals! Beschreiben Sie, was Sie sehen.

5.1.6 Differenzverstärker

Bauen Sie einen Differenzverstärker auf. Überprüfen Sie die Funktion, indem Sie ein Sinussignal in den einen Eingang geben, eine positive Gleichspannung in den anderen. Was passiert, wenn Sie die Gleichspannung erhöhen? Vertauschen Sie die Eingänge. Was passiert jetzt? Erzeugen Sie jetzt eine Schwebung auf dem Oszilloskop durch Überlagerung zweier Sinusschwingungen mit nahezu gleichen Frequenzen! Benutzen Sie für die eine Sinusschwingung den Funktionsgenerator, für die andere den separaten Sinusgenerator!

5.1.7 Freiwillige Aufgabe

Wenn Sie noch Zeit haben, können je zwei Gruppen zusammenarbeiten und zwei sich durchdringende Spiralen auf dem Oszilloskop darstellen. Bauen Sie dazu gemeinsam die Schaltung in Abb. 5.2 auf. Zeigen Sie zunächst mit Hilfe einer Sinusschwingung variabler Frequenz, dass OV 1 ein Resonanzverstärker ist. Wie groß ist die Resonanzfrequenz? Dass diese Art der Gegenkopplung außerdem auch die Eigenschaften eines Schwingkreises hat, sieht man besonderes deutlich, wenn man das System nun mit einem Rechtecksignal (100 Hz, 4 V_{SS}) anstößt. Beobachten Sie die gedämpften Sinusschwingungen. Welche Frequenz haben sie? OV 2 erzeugt als Integrator 90 Grad Phasendrehung. Be-

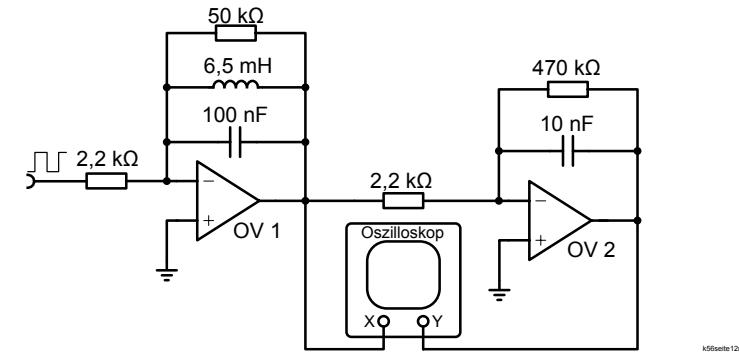


Abb. 5.2: Gedämpfter Schwingkreis und Integrator

nutzen Sie jetzt am Oszilloskop die x-y-Einstellung für die Zeitablenkung. Erklären Sie qualitativ, wie das Bild zustandekommt. Verändern Sie die Amplitude des Eingangssignals, seine Frequenz und die Dämpfung des Schwingkreises. Was passiert, wenn Sie ein asymmetrisches Rechtecksignal benutzen, indem Sie am Funktionsgenerator das Tastverhältnis verändern? (Toellner: Die “VAR SYM”-Taste drücken und mit dem %-Regler das Tastverhältnis verändern. HM8131-2: Tastverhältnis mit “SYMMETRIE”-Regler verändern.)

6.1 Zweiter Versuchstag

An diesem Versuchstag baut jede Gruppe eine andere Schaltung auf. Dafür steht ca. eine Stunde zur Verfügung. Anschließend stellt jede Gruppe Ihre Schaltung in einem kleinen Vortrag an der Tafel vor. Den Vortrag teilen sich die zwei Gruppenmitglieder und beide müssen auf Fragen der anderen Gruppen und des Assistenten antworten können! Pro Gruppe stehen je ca. 20 Minuten zur Verfügung. Zum Schluss werden die Schaltungen 1–3 (Sägezahngenerator, Exponentieller und spannungsgesteuerter Sinusgenerator) mit Hilfe des Assistenten zu einem vollständigen Messaufbau zusammengefügt. Es wird erwartet, dass alle Gruppen

den Gesamtaufbau der Schaltung verstanden haben und diesen erläutern können. Damit wird dann das Frequenzverhalten der drei Messschaltungen 4–6 auf dem Oszillographen beobachtet.

Zur Vorbereitung sollten Sie die Versuchsbeschreibungen genau durcharbeiten und die Fragen – soweit möglich – im Protokollheft beantworten. Überlegen Sie sich genau, wie Sie Ihren Vortrag gliedern und wer welchen Teil übernimmt. Sie sollen den anderen Gruppen den Aufbau, die Funktion und die Eigenschaften der Schaltung beschreiben. Gehen Sie dazu genauer auf die **fett** unterlegten Punkte ein. In der anschließenden Diskussion sollen Sie auf Fragen antworten können.

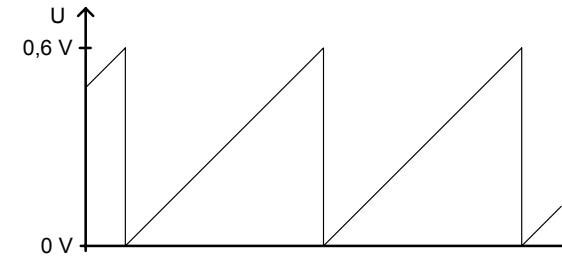
Machen Sie sich bei den Vorträgen der anderen Gruppen Notizen und fragen Sie nach, wenn Ihnen etwas nicht klar geworden ist. Sie müssen nicht alle Details der Schaltungen und Rechnungen behalten, sollten aber die wesentlichen Prinzipien verstanden haben! Falls Sie diesen zweiten Versuchstag als Einzelgruppe nachholen, führen Sie Versuche 6.1.1, 6.1.4 und 6.1.5 durch.

Geräte: Oszillograph, Funktionsgenerator, Netzgerät, Steckbrett “Tiefpass/Hochpass”, Schaltbrett “Transistor I”, 2 Stk. Schaltbrett “Operationsverstärker”, Lautsprecher

6.1.1 Sägezahngenerator (Gruppe 1, Schwierigkeit: +++)

In diesem Abschnitt sollen Sie eine Schaltung aufbauen, die ein “sägezahnförmiges” Signal erzeugt: Die Ausgangsspannung steigt von 0V linear auf ca. 600 mV an und fällt dann schnell wieder auf 0V ab (Abb. 6.1). Die Schaltung basiert auf dem astabilen Multivibrator (Abschnitt 5/6.4.12).

Machen Sie sich genau klar, wie der **astabile Multivibrator** in Abb. 5/6.15 funktioniert. Nehmen Sie als Beispiel $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 22 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ nF}$ und als Aussteuergrenzen des OV $U_{\max,\min} = \pm 14 \text{ V}$ an. Wo liegen die Schaltgrenzen des Schmitt-Triggers? Die Ausgangsspannung der Schaltung ist hier die **Spannung am Kondensator** U_C . Wie groß ist deren *minimale bzw. maximale Amplitude?* Welchen **Kurvenverlauf** hat sie? Wie ist die Zeitkonstante dieser Auf- bzw. Entladung?



k56Seite13u

Abb. 6.1: Ausgangssignal des Sägezahngenerators

Skizzieren Sie in Ihrem Protokollheft, wie sich das Signal am Ausgang des OV und die Spannung am Kondensator zeitlich verändern!

In dem Moment, in dem der OV von U_{\max} nach U_{\min} umspringt, beginnt die Spannung am Kondensator zu sinken. Der Spannungsverlauf wird beschrieben durch

$$U_C = U_{\min} + \left(U_{\max} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{\min} \right) \cdot e^{-\frac{t}{CR_3}} \quad (6.1)$$

(siehe z. B. Tietze-Schenk). Veranschaulichen Sie sich das Verhalten für $t = 0$ und $t \rightarrow \infty$! Berechnen Sie, wie lange eine Umladung dauert und daraus dann, dass für die Frequenz f gilt ($U_{\min} = -U_{\max}$):

$$\frac{1}{f} = 2R_3C \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \quad (6.2)$$

Vervollständigen Sie Ihre **Skizze**, indem Sie Spannungswerte und Zeiten eintragen. Die Frequenz der Oszillation ist unabhängig von U_{\max} , obwohl die Schaltschwellen davon abhängen. Können Sie dies erklären? Erklären Sie anschaulich, was jeweils passiert, wenn man die Werte der einzelnen Widerstände oder des Kondensators vergrößert bzw. verkleinert.

Bauen Sie den astabilen Multivibrator mit obigen Bauteilwerten auf (platzieren Sie C und R_1 links unterhalb des OV's und

benutzen Sie für R_2 und R_3 die beiden Rückkopplungszweige oberhalb des OVs). Beobachten Sie die Spannung am Ausgang des OVs und am Kondensator gleichzeitig und vergleichen Sie sie mit Ihrer Skizze. Stimmt die beobachtete Frequenz mit der berechneten überein? Das Ausgangssignal U_C hat deutlich exponentiellen Verlauf. Ersetzen Sie R_1 durch $1\text{k}\Omega$ und beobachten Sie, was passiert. Wie erklären Sie das? Je kleiner also die Ausgangsamplitude ist, desto linearer wird das Ausgangssignal, es ist aber **immer der Beginn einer Exponentialkurve**.

Wir wollen nun die Entladung schneller als die Aufladung machen und so ein asymmetrisches Signal erzeugen. Bauen Sie dazu Schaltung Abb. 6.2 auf, mit $R_1 = 470\Omega$, $R_2 = 4,7\text{k}\Omega$, $R_3 = 220\text{k}\Omega$, $R_4 = 2,2\text{k}\Omega$, $C = 100\text{nF}$, R_5 und U_{Bat} zunächst weglassen. Um ohne Kabel auszukommen, können Sie die Bauteile so platzieren, wie das in Abb. 6.3 angedeutet ist. Benutzen Sie als Diode eine Germanium- oder Schottkydiode.

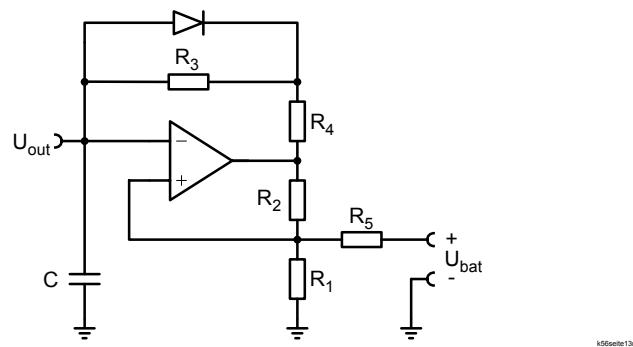


Abb. 6.2: Sägezahngenerator

Was bewirkt die **Diode parallel zu R_3** ? Welche Widerstände bestimmen jetzt die Geschwindigkeit des ansteigenden bzw. abfallenden Kurventeils? Ersetzen Sie R_2 durch ein Potentiometer ($0 \dots 47\text{k}\Omega$). Was können Sie damit einstellen und in welchem Bereich? Sie können hier schön sehen, wie der Übergang vom exponentiellen zum “linearen” Kurvenverlauf geschieht. Das

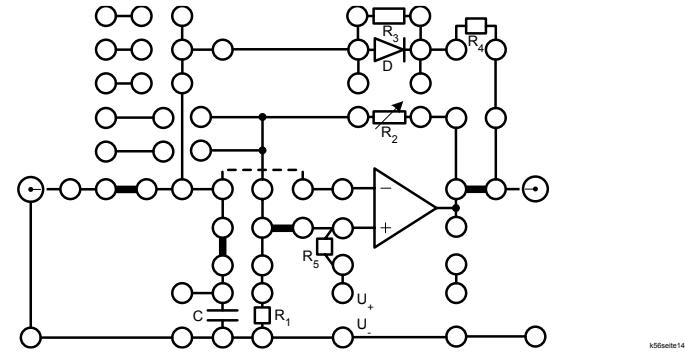


Abb. 6.3: Sägezahngenerator (Aufbau auf dem Schaltbrett)

Ausgangssignal ist symmetrisch um 0 V, wir benötigen aber ein Sägezahnsignal, das von 0 V auf 600 mV ansteigt. Bauen Sie dazu $R_5 = 10\text{k}\Omega$ ein und legen Sie eine positive Spannung aus dem regelbaren Netzgerät an. Beobachten Sie, was passiert und erklären Sie, wie das funktioniert (Tip: Wo liegen jetzt die **Schaltschwellen**?).

In der Testschaltung benötigen wir ein relativ langsames Signal. Ersetzen Sie daher den Kondensator durch 10 oder $22\mu\text{F}$. Stellen Sie die Schaltung auf eine Ausgangsamplitude von 600mV_{SS} ein und regeln Sie dann so, dass der Sägezahn exakt bei 0 V anfängt und bis 600mV ansteigt. Bei Wechsel des Kondensators muss U_{Bat} nachgeregelt werden! Warum darf das Ausgangssignal **nicht zu stark belastet** werden (etwa durch einen Widerstand nach Masse)?

6.1.2 Exponenzieler (Gruppe 2, Schwierigkeit: ++)

Betrachten Sie zunächst die Schaltung Abb. 6.4. Nehmen Sie ein Diodenverhalten wie beim logarithmischen Verstärker an und zeigen Sie, dass es sich hier um einen **invertierenden Exponentenzieler** handelt:

$$U_{\text{out}} = -A \cdot e^{\frac{U_{\text{In}}}{B}} \quad (6.3)$$

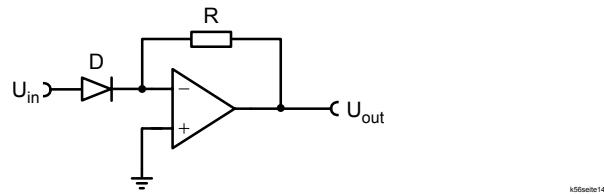


Abb. 6.4: Invertierender Exponentieller

Erklären Sie die **Funktion** der Schaltung. Wie hängen *A* und *B* mit den Diodenparametern und mit *R* zusammen? Für welche **Eingangspolarität** funktioniert die Schaltung und **was passiert** bei der anderen Polarität? Warum sollte man für diese Schaltung einen FET-OV verwenden, wenn die Eingangsspannung klein ist?

Bauen Sie die Schaltung auf und geben Sie ein Dreiecksignal mit kleiner Amplitude auf den Eingang. Beschreiben Sie Ihre Beobachtungen!

Diese Schaltung hat für unsere Anwendung einen großen Nachteil: Der “Eingangswiderstand” ist sehr gering. **Warum kann man hier eigentlich nicht von Eingangswiderstand sprechen?** Um einen hohen Eingangswiderstand zu bekommen, könnte man einen Spannungsfolger (Verstärker mit $v = 1$) auf einem weiteren Schaltbrett voranschalten. Wir wollen dieses Schaltbrett jedoch einsparen und benutzen daher lieber die Schaltung Abb. 6.5.

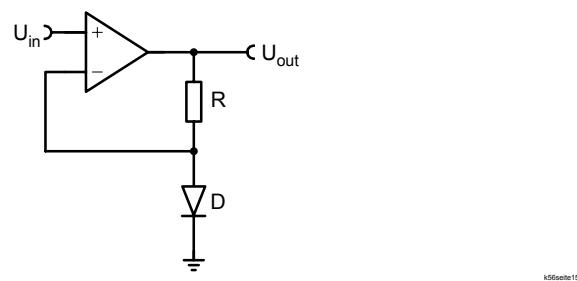


Abb. 6.5: Nichtinvertierender Exponentieller

Der Eingangswiderstand ist hier **sehr hoch**. Warum? Zeigen Sie, dass für diesen **nicht invertierenden Exponentieller** gilt:

$$U_{\text{out}} = A \cdot e^{\frac{U_{\text{in}}}{B}} + U_{\text{in}} \quad (6.4)$$

Dem exponentiellen Ausgangssignal ist hier die Eingangsspannung *U_{in}* überlagert, es ist also kein idealer Exponentieller. Wie hängen hier *A* und *B* mit den Diodenparametern und mit *R* zusammen?

Bauen Sie die Schaltung mit $R = 47\text{k}\Omega$ und einer **Siliziumdiode** auf und testen Sie sie wieder mit einem Dreiecksignal. Stellen Sie das Dreiecksignal und das Ausgangssignal gleichzeitig mit gemeinsamen Nulllinien (“DC”) und gleicher Verstärkung auf dem Oszilloskop dar. **Wie verlaufen die Kurven** für sehr kleine (positive) Spannung? Ab welcher Spannung beginnt der exponentielle Anstieg? Stimmt das mit der Rechnung überein? Was passiert bei zu großen Eingangsspannungen?

Benutzen Sie nun eine **Schottkydiode**. Was ändert sich und wieso? Messen Sie die Kennlinie der Schaltung aus: Geben Sie mit dem Netzgerät etwa 10 verschiedene Gleichspannungen auf den Eingang und messen Sie diese mit einem Voltmeter. Messen Sie gleichzeitig die Ausgangsspannung. Wählen Sie die Eingangsspannungen so, dass Ausgangsspannungen von einigen Millivolt bis 10 V vorkommen. Stellen Sie Ihre Messreihe grafisch dar. In linearer Darstellung ist die exponentielle Kennlinie gut zu sehen, in einfach logarithmischer Darstellung erkennt man die erwartete Abweichung besser. Für unsere Zwecke ist diese extrem einfache Schaltung gut genug. Im Messaufbau müssen Sie die Verstärkung der Schaltung einstellen können. Ersetzen Sie daher den Widerstand durch ein Potentiometer ($0 \dots 47\text{k}\Omega$).

6.1.3 Spannungs-Frequenz-Wandler (Gruppe 3, Schwierigkeit: ++++)

Zum besseren Verständnis der folgenden Schaltung sollten Sie zuerst Teil 6.1.1 durchlesen. Hier wollen wir nun eine Schaltung

aufbauen, die ein Dreiecksignal U_Δ mit konstanter Amplitude erzeugt, dessen Frequenz proportional zu einer Eingangsspannung $U_{\text{in}} = 0 \dots 10 \text{ V}$ ist. Die Schaltung basiert darauf, dass ein Kondensator mit einem konstanten Strom linear auf- und entladen wird. Der Strom ist dabei proportional zur Eingangsspannung. Zum Einbau in unsere Messschaltung wird das Dreiecksignal dann noch in ein Sinussignal U_{sinus} umgewandelt.

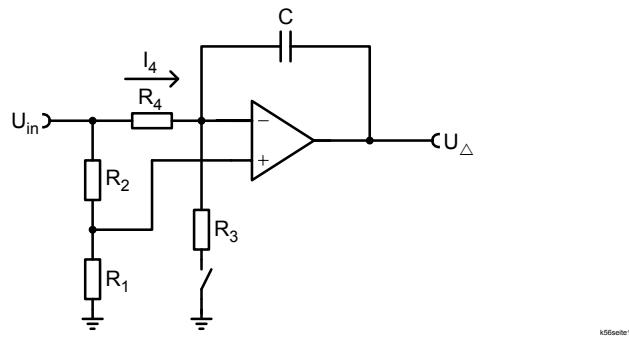


Abb. 6.6: Umpolbarer Integrator

In der Schaltung Abb. 6.6 ist $R_1 = R_2$ und $R_4 = 2R_3$. Wegen $R_1 = R_2$ ist immer $U_+ = U_{\text{in}}/2$, und wegen der Gegenkopplung ist wieder $U_- = U_+$. Für I_4 , den Strom durch R_4 , gilt:

$$I_4 = \frac{U_{\text{in}} - U_-}{R_4} = \frac{U_{\text{in}} - U_{\text{in}}/2}{R_4} = \frac{U_{\text{in}}}{2R_4}. \quad (6.5)$$

Bei **offenem Schalter** fließt dieser Strom wie beim normalen Integrator durch C und erzeugt dadurch am Ausgang die Spannungsänderung $dU_\Delta/dt = -U_{\text{in}}/(2R_4C)$. Die Ausgangsspannung sinkt also bei positiver Eingangsspannung linear ab.

Bei **geschlossenem Schalter** fließt neben I_4 auch noch ein Strom durch R_3 zum Knoten. Zeigen Sie, dass die Summe der Ströme (Vorzeichen beachten!) für $R_4 = 2R_3$ den gleichen Betrag, aber das umgekehrte Vorzeichen wie bei offenem Schalter hat. Die Ausgangsspannung steigt also in diesem Fall mit der **gleichen Geschwindigkeit** an.

Als Schalter benutzen wir in Schaltung Abb. 6.7 einen Transistor, der durch einen Schmitt-Trigger angesteuert wird. Sobald die Ausgangsspannung des Integrators U_Δ die obere Schaltschwelle erreicht hat (wo liegt diese?), wird der Ausgang des Schmitt-Triggers negativ und der Transistor sperrt. Dadurch beginnt die Spannung U_Δ linear zu sinken. Wenn die untere Schaltschwelle erreicht ist, wird der Ausgang des Schmitt-Triggers positiv, der Transistor schaltet durch und die Ausgangsspannung steigt wieder. Die Ausgangsspannung **oszilliert** also. Da der Kondensator mit gleich großen konstanten Strömen geladen bzw. entladen wird, ist die Spannung U_Δ exakt dreieckförmig (im Gegensatz zum Sägezahngenerator in Abschnitt 6.1.1, wo der Anfang einer exponentiellen Ladekurve benutzt wird). Da der Ladestrom proportional zur Eingangsspannung ist, ist die Anstiegs geschwindigkeit und damit die **Frequenz eine lineare Funktion von U_{in}** .

Da wir in unserem Gesamtaufbau Frequenzgänge messen wollen, müssen wir das Dreiecksignal noch in ein Sinussignal verwandeln, weil wir sonst noch Oberwellen mitmessen. In Abb. 6.7 geschieht das näherungsweise mit zwei Dioden, die die Amplitude des Dreiecksignals nach oben und unten auf etwa 0,7 V begrenzen. Das so erzeugte trapezförmige Signal kommt einem Sinussignal am nächsten, wenn die Amplitude des Dreiecksignals genau $1,5 \cdot 0,7 \text{ V}$ ist. Das kann man ausrechnen, indem man die Fourierreihe für das begrenzte Signal bestimmt und dann die Amplitude des ursprünglichen Dreiecksignals so wählt, dass die erste Oberwelle vollständig verschwindet. Die erste nicht verschwindende Oberwelle hat dann die fünffache Grundfrequenz und eine Amplitude von ca. 7%. Da die Dioden außerdem schon unterhalb von 0,7 Volt allmählich zu leiten beginnen, ist das Ausgangssignal recht sinusförmig.

Um diese komplizierte Schaltung aufzubauen, müssen Sie zwei Operationsverstärker und einen Transistor vom Transistorbrett benutzen. Schließen Sie ein Operationsverstärker-Brett wie bisher ans Netzteil an und versorgen Sie das andere Brett vom ersten aus. Bauen Sie zunächst Schaltung Abb. 6.6 mit $R_1 = R_2 =$

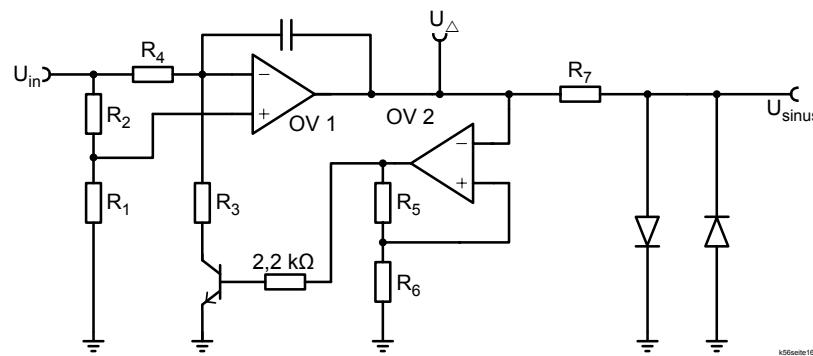


Abb. 6.7: Spannungsgesteuerter Sinusgenerator)

$47\text{ k}\Omega$, $R_3 = 100\text{ k}\Omega$, $R_4 = 220\text{ k}\Omega$, $C = 0,1\text{ }\mu\text{F}$ auf. Wenn Sie die Bauteile so platzieren, wie das in Abb. 6.8 angedeutet ist, kommen Sie ohne zusätzliche Kabel aus. Legen Sie eine Gleichspannung von ca. 3 Volt aus dem regelbaren Netzgerät an den Eingang und beobachten Sie, wie sich die Ausgangsspannung ändert, wenn Sie R_3 mit einem Kabel mit Masse verbinden bzw. offen lassen. Können Sie die Anstiegs geschwindigkeit mit U_{in} beeinflussen?

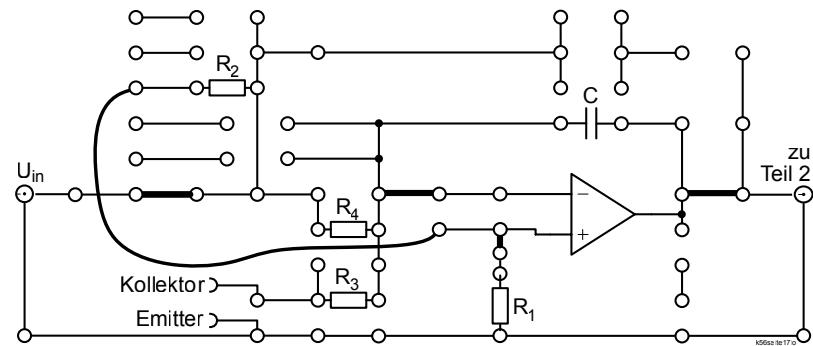


Abb. 6.8: Spannungsgesteuerter Sinusgenerator (Teil 1: Integator)

Schließen Sie jetzt den Transistor mit dem Basis-

Schutzwiderstand an und schalten Sie ihn mit einer positiven Spannung an der Basis an oder aus (benutzen Sie dazu die positive Eingangsspannung U_{in}).

Bauen Sie nun auf dem zweiten Brett den Schmitt-Trigger auf ($R_5 = 10\text{ k}\Omega$, $R_6 = 1\text{ k}\Omega$, Abb. 6.9). Verbinden Sie den Integrator mit dem Schmitt-Trigger mit einem BNC-Kabel und den Schmitt-Trigger mit dem Transistor mit einem Bananenkabel. Die Schaltung sollte jetzt schwingen und Sie sollten die Frequenz mit der Eingangsspannung regulieren können! Benutzen Sie nun $R_3 = 1\text{ k}\Omega$, $R_4 = 2,2\text{ k}\Omega$, $C = 10\text{ nF}$, um höhere Frequenzen zu bekommen.

Bauen Sie nun noch die Begrenzungsschaltung mit den zwei Diode n und $R_7 = 470\text{ }\Omega$ auf. Die Diode sind durch ein Bananensteckerkabel mit dem Ausgang zu verbinden. Ersetzen Sie R_5 durch ein Potentiometer ($0 \dots 47\text{ k}\Omega$) und stellen Sie die Amplitude so ein, dass das Ausgangssignal U_{sinus} (mittlere Frequenz) möglichst sinusförmig ist. Mit dem Poti R_5 können Sie auch die Frequenz verändern. Wieso?

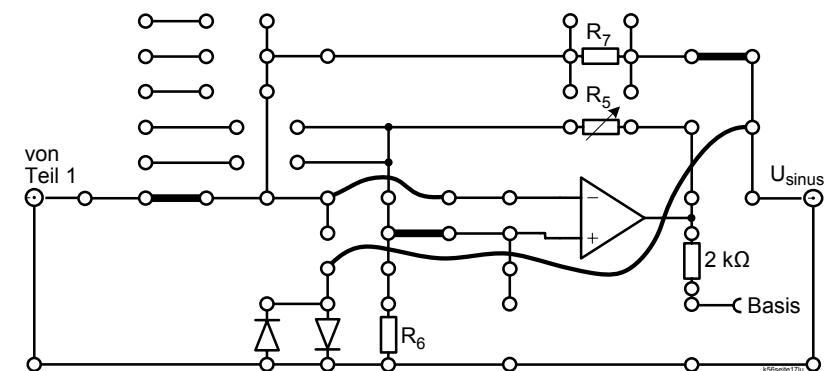


Abb. 6.9: Spannungsgesteuerter Sinusgenerator (Teil 2: Schmitt-Trigger)

Beobachten Sie das Ausgangssignal für $U = 0 \dots 10\text{ V}$! Welchen Frequenzbereich können Sie einstellen? Bei sehr niedrigen Frequenzen ist das Signal asymmetrisch, weil die Widerstände R_4

und R_3 nicht genau im Verhältnis 2:1 sind (Was passiert dann?). Sie können zur Verbesserung der Symmetrie R_4 durch ein weiteres Potentiometer (von der Nachbargruppe) ersetzen und eine gute Einstellung für tiefe und hohe Frequenzen suchen. Messen Sie nun den Frequenzgang aus, indem Sie die Eingangsspannung mit dem Voltmeter messen und die Periode am Oszilloskop ablesen. Beginnen Sie mit der kleinstmöglichen Eingangsspannung und verdoppeln Sie sie etwa für jede weitere Messung. Tragen Sie die Frequenz oder die Periode auf doppellogarithmischem Papier gegen die Eingangsspannung auf! Über wie viele Dekaden kann man die Schaltung benutzen?

6.1.4 Tiefpass/Hochpass (Gruppe 4, Schwierigkeit: +)

Wie Sie aus dem Anfängerpraktikum wissen, kann man die Impedanz eines Zweipols allgemein als **komplexe Zahl** schreiben. Wie ist die Impedanz für Widerstände, Kondensatoren und Spulen?

Betrachten einen einfachen R-C-Tiefpass als Spannungsteiler mit dem festen Widerstand R und der frequenzabhängigen Impedanz des Kondensators C . Berechnen Sie die (komplexe) Ausgangsspannung für eine sinusförmige Eingangsspannung. Wie bekommt man daraus die (reelle) **Amplitude** und die **Phasenverschiebung** zwischen Eingangs- und Ausgangssignal? Berechnen Sie beide für den Tiefpass! Wie muss die Eingangsimpedanz eines nachgeschalteten Schaltungsteils beschaffen sein, damit Ihre Berechnungen gültig bleiben? Erklären Sie Ihre **Ergebnisse** anschaulich! Für welche Frequenz ist der Betrag der Impedanz des Kondensators so groß wie der Widerstand? Welchen Verlauf hat die Amplitude in doppellogarithmischer Auftragung (Bode-Plot)? Wie sieht der Plot für einen Hochpass aus?

Wenn man mehrere Tiefpässe **hintereinander schaltet**, so **multiplizieren** sich ihre Übertragungsfunktionen, falls man Sie als vollkommen **unabhängig** betrachten kann. Dies ist der Fall, wenn eine Stufe von der nächsten wie in Abb. 6.10 durch einen Spannungsfolger (Verstärker mit $v = 1$) abgetrennt ist, oder der

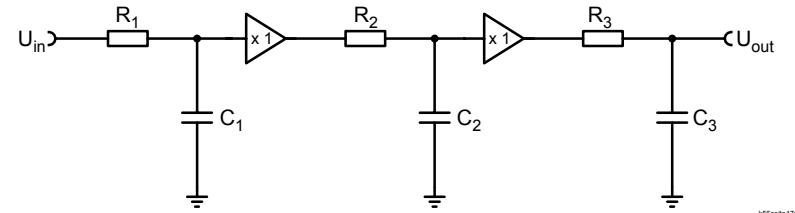


Abb. 6.10: Tiefpass dritter Ordnung

Eingangswiderstand einer Stufe wesentlich höher ist als der Ausgangswiderstand der vorangehenden Stufe. Wie sehen die Filter erster, zweiter und dritter Ordnung im Bode-Plot aus?

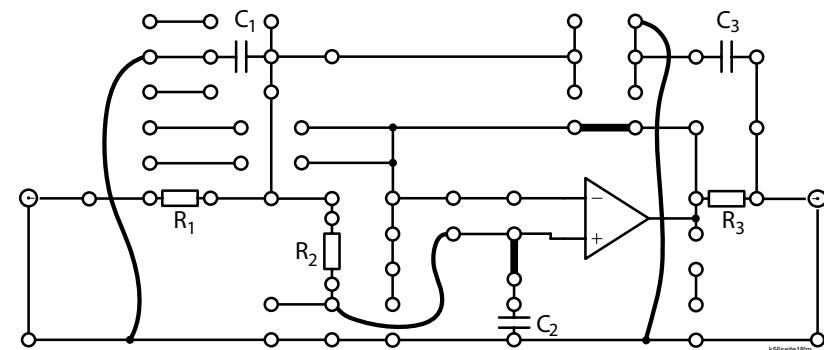


Abb. 6.11: Tiefpass dritter Ordnung (Aufbau auf dem OV Schaltbrett)

Bauen Sie kurz einen Hochpass mit $R = 1\text{k}\Omega$, $C = 47\text{nF}$ auf (ohne OV) und prüfen Sie mit einem Sinussignal, ob die errechnete Grenzfrequenz stimmt.

Bauen Sie dann einen Tiefpass dritter Ordnung mit $R_1 = R_3 = 390\text{\Omega}$, $C_1 = C_3 = 100\text{nF}$, $R_2 = 22\text{k}\Omega$ und $C_2 = 1,6\text{nF}$ (zwei $3,3\text{nF}$ Kondensatoren in Serie) auf. Zwischen den ersten beiden Stufen ist kein Spannungsfolger nötig, da die zweite Stufe die erste nur wenig belastet. Abb. 6.11 zeigt eine mögliche Platzierung der Bauteile. Stellen Sie die beiden Masseverbindungen der er-

sten und dritten Stufe wie angedeutet mit Bananensteckerkabeln her. Sie können dann in diesem Aufbau die Ordnung des Filters leicht ändern, indem Sie die Bananenkabel abziehen.

Schließen Sie einen Sinusgenerator an und überprüfen Sie die Funktion der Schaltung. Beobachten Sie, wie sich das Zuschalten von Filterstufen bei niedrigen und bei hohen Frequenzen (50 kHz) auswirkt.

Messen Sie nun den Frequenzgang aus und tragen Sie die Messungen für eine und drei Stufen in das gleiche doppellogarithmische Diagramm ein. Stimmt die beobachtete Grenzfrequenz mit der berechneten überein und haben die Kurven den von Ihnen erwarteten Verlauf?

6.1.5 Sperrfilter und Resonanzverstärker (Gruppe 5, Schwierigkeit: ++)

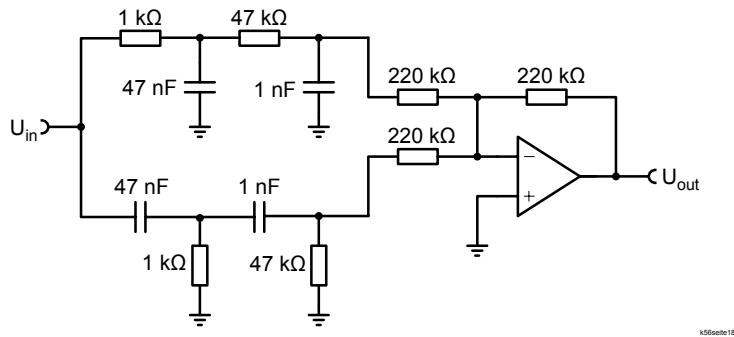


Abb. 6.12: Sperrfilter

In der Schaltung in Abb. 6.12 wird ein Signal einmal durch zwei **hintereinandergeschaltete Tiefpässe** und einmal durch zwei **Hochpässe** geschickt. Die beiden Ausgangssignale werden mit einem OV **addiert**. Wir nehmen an, dass der jeweils zweite Filter so dimensioniert ist, dass er den ersten nicht belastet.

Skizzieren Sie die **Phasenverschiebung** zwischen Eingangs- und Ausgangssignal bei einem **einfachen** Tiefpass als Funktion

der Frequenz. Leiten Sie her, dass sie für die Grenzfrequenz $\omega_{gr} = 1/(RC)$ genau -45° beträgt (s. Abschnitt 6.1.4). Wie groß ist die Amplitude des Ausgangssignals für diesen Fall?

Wird das Ausgangssignal der ersten Stufe durch einen zweiten Tiefpass geschickt, so wird die Amplitude weiter abgeschwächt und die Phase weiter gedreht. Wie sind **Amplitude und Phase für ω_{gr} nach der zweiten Stufe**? Wiederholen Sie diese Überlegungen für den **Hochpass**!

Sie sehen also, dass die Ausgangssignale bei der Grenzfrequenz die gleiche Amplitude, aber eine relative Phasenverschiebung von 180° haben. Ihre **Summe ist daher Null!** Die Schaltung sperrt also für Signale der Frequenz ω_{gr} . Was passiert anschaulich mit sehr niedrigen oder sehr hohen Frequenzen? Man nennt solche Schaltungen **Sperrfilter** (engl.: notch filter). Skizzieren Sie, wie der *Bode-Plot* dieser Schaltung aussieht.

Da die vier RC-Stufen des Sperrfilters insgesamt 8 Bauteile benötigen, kann man diese Schaltung nicht auf dem normalen Schaltbrett aufbauen. Die Filterstufen und die Widerstände für den Addierer sind daher fest in einen Schaltkasten eingebaut, den Sie vom Assistenten bekommen. Schließen Sie den Sinusgenerator an den Eingang an und verbinden Sie die beiden Ausgänge mit einem BNC-Kabel mit dem OV (bauen Sie $v = 1$ auf). Bei welcher Frequenz sperrt das Filter? Stimmt das mit der errechneten Frequenz überein? Wie ist die Verstärkung für hohe und tiefe Frequenzen?

Betrachten Sie den **Resonanzverstärker** wie er in Abschnitt 5/6.4.10 diskutiert wurde, siehe auch dortige Abb. 5/6.12. Beschreiben Sie anschaulich, was für $\omega \rightarrow 0$ und $\omega \rightarrow \infty$ geschieht. Zeigen Sie:

- Die komplexe Übertragungsfunktion der Schaltung im Frequenzraum ist

$$v(\omega) = -\frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_2} + i\omega C + \frac{1}{i\omega L}}.$$

- Die Verstärkung $|v(\omega)|$ (und damit auch $|v(\omega)|^2$) ist maximal für $\omega_{\text{res}} = \sqrt{1/LC}$.
- Sie beträgt dort $|v(\omega_{\text{res}})| = R_2/R_1$.

Bauen Sie einen Resonanzverstärker mit $R_1 = R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $C = 0,1 \mu\text{F}$, $L = 6 \text{ mH}$ auf und vermessen Sie den Frequenzgang mit einem Sinussignal. Damit wir Ihre Werte später besser mit der automatischen Messung vergleichen können, sollten Sie $|v(f)|$ gegen $\log(f)$, d. h. in einfache-logarithmischer Darstellung, auftragen. Sie erhalten in der Resonanz nicht exakt die erwartete Verstärkung. Woran liegt das?

6.1.6 Bandpass (Gruppe 6, Schwierigkeit: +)

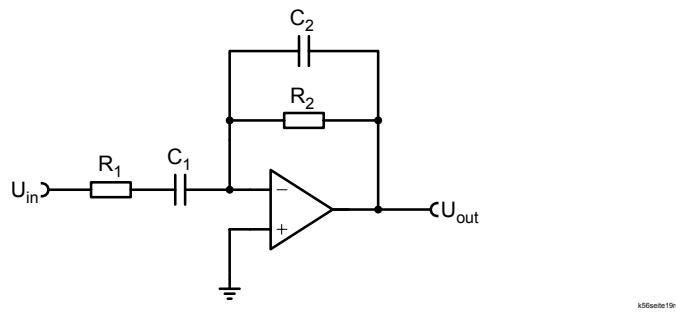


Abb. 6.13: Bandpass

Überlegen Sie, wie sich die Impedanzen der Bauteile in Abb. 6.13 bei $\omega \rightarrow 0$ und $\omega \rightarrow \infty$ verhalten. Welche Verstärkungen erwarten Sie daher für diese Grenzfälle? Zeigen Sie mit Hilfe der komplexen Impedanzen, dass die komplexe Übertragungsfunktion

$$v(\omega) = -\alpha \frac{i\omega\omega_2}{(\omega_1 + i\omega)(\omega_2 + i\omega)} \quad (6.6)$$

mit $\omega_1 = 1/(R_1C_1)$, $\omega_2 = 1/R_2C_2$, und $\alpha = R_2/R_1$ ist. Stimmen Ihre Vorhersagen für $v(0)$ und $v(\infty)$?

Nehmen Sie $0 \ll \omega_1 \ll \omega_2 \ll \infty$ an und entnehmen Sie der Formel, wie die Verstärkung $|v(\omega)|$ in einem **doppellogarithmischen Plot (Bode-Diagramm)** $\log |v(\omega)|$ gegen $\log(\omega)$ aussieht. Man nennt diese Schaltung daher **Bandpass**.

Zeigen Sie: Für $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$ ist

$$|v(\omega)| = \alpha \frac{\omega\omega_0}{\omega^2 + \omega_0^2}.$$

Bei welcher Frequenz f ist die Verstärkung maximal und welchen Wert hat sie? Wie sieht jetzt der Bode-Plot aus? Wie ist die **Eingangsimpedanz** dieser Schaltung? Da sie sich mit der Frequenz ändert, kann diese Schaltung oft nicht eingesetzt werden. Wie könnte ein nicht invertierender Bandpass aufgebaut sein?

Bauen Sie die Schaltung mit $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 10 \text{ nF}$, $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 1 \text{ nF}$ auf und vermessen Sie den Frequenzgang mit einem Sinussignal. Damit wir Ihre Werte später besser mit der automatischen Messung vergleichen können, sollten Sie $|v(f)|$ gegen $\log(f)$ auftragen.

6.1.7 Aufbau der Gesamtschaltung

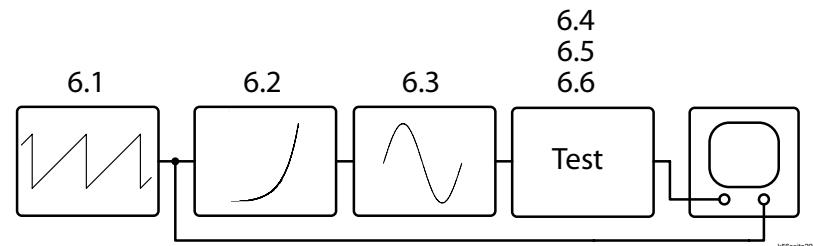


Abb. 6.14: Messaufbau

Schauen Sie sich den Messaufbau (Abb. 6.14) genau an. Machen Sie sich Schritt für Schritt die Funktion der einzelnen Bauteile klar. Welches Bild erwarten Sie für die verschiedenen Testschaltungen auf dem Oszilloskop? Zum Aufbau der gesamten Messschaltung gehen Sie folgendermaßen vor:

- Stellen Sie einen Oszilloskop ganz links auf den langen Tisch.
- Bauen Sie rechts daneben das Netzgerät und das Schaltbrett des Sägezahngenerators auf. Schalten Sie ein und überprüfen Sie, dass das Signal von genau 0 V bis etwa 600 mV ansteigt und eine Frequenz von einigen Hertz hat.
- Stellen Sie Netzgerät und Schaltbrett des Exponentiellverstärkers rechts daneben. Verbinden Sie den Ausgang des Sägezahngenerators mit dem Eingang des Exponentiellverstärkers und betrachten Sie beide Signale gleichzeitig auf dem Oszilloskop. Stellen Sie die Verstärkung des Exponentiellverstärkers so ein, dass der Ausgang gerade nicht übersteuert.
- Bauen Sie rechts daneben den spannungsgesteuerten Sinusgenerator (Netzgerät, 2 Schaltbretter, Transistorbrett) auf und verbinden Sie den Ausgang des Exponentiellverstärkers mit dem Eingang des Generators.
- Stellen Sie einen zweiten Oszilloskop (am besten HAMEG) daneben. Steuern Sie die X-Ablenkung (rechter Eingang, XY drücken, untere 3 Knöpfe raus) mit dem **Sägezahnsignal** (langes BNC-Kabel oder mehrere verbinden) und die Y-Ablenkung mit dem Ausgangssignal des Sinusgenerators an. Stellen Sie die Verstärkung des X-Kanals und die X-Position so ein, dass das ganze Bild ausgefüllt wird. Sie sollten jetzt sehen, wie die Frequenz des Ausgangssignals von links nach rechts ansteigt. Die Amplitude sollte ziemlich konstant sein. Falls Sie einen Lautsprecher haben, können Sie das Signal auch einmal anhören. Mit dem Poti R_5 des Sinusgenerators können Sie den Frequenzbereich (auf Kosten der Qualität der Signalform) beeinflussen (wieso?). Machen Sie sich klar, dass die Kombination aus Sägezahngenerator und Exponentiellverstärker einer logarithmischen Einteilung der X-Achse entspricht!
- Die zu untersuchende Schaltung wird nun zwischen Generator und Oszilloskop geschaltet.

6.1.8 Messungen

- Benutzen Sie als erstes einen einfachen Hoch- und Tiefpass (ohne OV) mit z. B. $R = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 47 \text{ nF}$.
- Benutzen Sie dann die kaskadierten Tiefpässe. Beobachten Sie den Unterschied zwischen einer, zwei und drei Stufen. Vergleichen Sie das Bild am Oszilloskop mit den Messungen der "Tiefpass-Gruppe". Falls der Frequenzbereich nicht stimmt, können Sie an Poti R_5 am Generator nachregeln oder andere Bauteilwerte für die RC-Glieder benutzen. Schalten Sie im letzten RC-Glied eine Spule von 6 mH parallel zum Widerstand. Sie bauen dadurch einen LC-Tiefpass mit steilerer Kennlinie und bestimmten Resonanzenschaften, so dass der Übergang vom Durchlass zum Sperrbereich sehr steil wird. (Die Resonanzenschaften können Sie verändern, indem Sie in der LC-Stufe den Widerstand verändern.)
- Schließen Sie den Bandpass an und vergleichen Sie mit den Ergebnissen der "Bandpass-Gruppe".
- Untersuchen Sie nun das Sperrfilter
- Beim Resonanzverstärker können Sie die Resonanzfrequenz durch Parallelschalten von Kondensatoren oder Spulen und die Güte durch Veränderung des Widerstandes im Schwingkreis verändern.

Falls alles geklappt hat, haben Sie jetzt vielleicht einen Eindruck von den vielfältigen Einsatzmöglichkeiten von Operationsverstärkern bekommen.

Wie hat Ihnen dieser Versuchstag gefallen? Um das Praktikum zukünftig weiter verbessern zu können, wären die Assistenten für Kommentare dankbar.

Versuch 7: Logische Schaltungen

Kenntnisse: Transistor als Schalter, Schaltalgebra, Dioden-AND, Dioden-OR, Transistorinverter, CMOS-Inverter; BOOLE-sche Algebra, einfache Schaltkreise, elementare Speicher (Flip-Flop), einfache Schaltwerke, Rechnen mit Dualzahlen.

Literatur:

- J. Antula: Schaltungen der Mikroelektronik, Oldenbourg (1984)
- K. Beuth: Elektronik 1, Elementare Elektronik, Vogel (1987)
- K. Beuth: Elektronik 4, Digitaltechnik, Vogel (1988)
- H. Müseler, T. Schneider: Elektronik, Bauelemente und Schaltungen, C. Hanser (1989)
- A. Rost: Grundlagen der Elektronik, Springer (1992)
- U. Tietze, Ch. Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer (1993)

7.1 Vorbereitung

7.1.1 BOOLEsche Algebra und elementare Schaltfunktionen

Digitale Schaltelemente sind dadurch gekennzeichnet, dass sie nur zwei diskrete Zustände kennen. Wir nennen diese Zustände "0" und "1". Schaltungen, die aus solchen Elementen aufgebaut sind, haben i. a. mehrere Eingänge, an denen jeweils die Werte 0 oder 1 anliegen können, und einen Ausgang, der von den Eingangszuständen abhängt. Das Verhalten der Schaltung wird durch ihre **Schaltfunktion** beschrieben. Dies ist eine Abbildung f mit $f : D \subset B^n \rightarrow B$ mit $B^n = B \otimes \dots \otimes B$, $B \in \{0, 1\}$. D ist die Menge der Eingangsvariablen, für die f definiert ist. Wenn

D eine Teilmenge von B^n ist, so nennt man $B^n - D$ die Menge der Redundanzen von f .

Eine mögliche Darstellung von Schaltfunktionen sind **Funktionsstafeln**. **Beispiel 1:** EXKLUSIV-ODER-Funktion von zwei Eingangsvariablen x_1, x_2

x_1	x_2	$f(x_1, x_2)$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Die Zeilen der Funktionstafeln werden üblicherweise so geordnet, dass man sie als Dualzahlen interpretiert und dann in natürlicher Reihenfolge anordnet.

Aufg. A: Wieviel verschiedene Schaltfunktionen von n Eingangsvariablen gibt es, wenn man nur Schaltfunktionen ohne Redundanzen betrachtet?

Die möglichen Schaltfunktionen von einer Eingangsvariablen sind

Identität	$p(x) = x$
Komplement oder Negation	$p(x) = \bar{x}$
sowie konstant 1	$p(x) = 0$
und konstant 0	$p(x) = 1$

Die Schaltfunktionen von zwei Eingangsvariablen nennt man **elementare Funktionen**, weil man aus ihnen alle anderen Schaltfunktionen aufbauen kann, wie wir später sehen werden. Insbesondere werden dazu nur einige der elementaren Funktionen benötigt. Man kann zeigen, dass sowohl Konjunktion und Negation als auch Disjunktion und Negation völlig hinreichend

sind. In den Schaltungen werden jedoch häufig beide nebeneinander benutzt.

Konjunktion (UND) und Disjunktion (ODER) sind definiert durch folgende Funktionstafeln:

		Konjunktion		Disjunktion	
		UND	ODER		
x_1	x_2	$x_1 \cdot x_2$	$x_1 + x_2$		
0	0	0	0		
0	1	0	1		
1	0	0	1		
1	1	1	1		

Eine algebraische Beschreibung der Schaltfunktionen ist die **BOOLEsche Algebra**. Diese ist definiert auf der Menge $\{0, 1\}$ durch die zwei Verknüpfungen “.” (die oben definierte Konjunktion) und “+” (die oben definierte Disjunktion). Es gilt:

$$\begin{aligned} a + 1 &= 1 & a \cdot 1 &= a & a + \bar{a} &= 1 \\ a + 0 &= a & a \cdot 0 &= 0 & a \cdot \bar{a} &= 0 \end{aligned}$$

Ausdrücke, die sich aus Elementen der Menge $\{0, 1\}$ und diesen Verknüpfungen bilden lassen, heißen BOOLEsche Ausdrücke oder BOOLEsche Funktionen, wobei die Konjunktion Vorrang vor der Disjunktion hat.

Aufg. B: Prüfen Sie die obigen Ausdrücke anhand einer Funktionstafel nach.

In der BOOLEschen Algebra gelten das **Distributivgesetz**

$$(a + b) \cdot c = a \cdot c + b \cdot c \quad (7.1)$$

und die wichtigen **Sätze von DeMORGAN**

$$\overline{a \cdot b} = \bar{a} + \bar{b} \quad \text{bzw.} \quad \overline{a + b} = \bar{a} \cdot \bar{b} \quad (7.2)$$

Damit lässt sich durch zweimalige Negation jede Summe von BOOLEschen Ausdrücken in ein Produkt umwandeln und umgekehrt. **Das** ist der Grund dafür, dass auf dem Schaltbrett nur die

elementare Schaltfunktion $\overline{a \cdot b}$ vorhanden ist. Um eine gegebene Funktion aufzubauen, müssen Sie die Funktion erst vollständig durch Konjunktionen darstellen.

Aufg. C: Prüfen Sie das Distributivgesetz und die Sätze von DE-MORGAN mit einer Funktionstafel nach.

Aufg. D: Wie lautet der BOOLEsche Ausdruck für die EXKLUSIV-ODER-Funktion aus Beispiel 1? Formen Sie den Ausdruck um, bis nur noch die Schaltfunktion $\overline{a \cdot b}$ vorkommt.

Nach dem oben Gesagten ist klar, dass sich alle elementaren Schaltfunktionen als BOOLEsche Ausdrücke darstellen lassen. Um beliebige Schaltfunktionen von n Eingangsvariablen durch BOOLEsche Ausdrücke darstellen zu können, benötigen wir noch einige weitere Aussagen über die BOOLEsche Algebra. Dazu führen wir die Begriffe **Minterm** und **Maxterm** ein.

Ein **Minterm** m ist ein BOOLEsches Produkt (Aneinanderreihung von Konjunktionen), in dem jede Eingangsvariable oder ihr Komplement genau einmal auftritt, z. B. $m = a \cdot b \cdot \bar{c}$.

Ein **Maxterm** M ist entsprechend eine BOOLEsche Summe (Aneinanderreihung von Disjunktionen), in der jede Eingangsvariable oder ihr Komplement genau einmal auftritt, z. B. $M = a + b + \bar{c}$.

Aufg. E: Schreiben Sie alle Minterme von 3 Eingangsvariablen auf. Vergleichen Sie die Anzahl der verschiedenen Minterme mit der Zeilenzahl einer Funktionstafel für 3 Eingangsvariable. Wie wird man die Minterme sinnvollerweise nummerieren?

Ein wichtiger Satz der BOOLEschen Algebra sagt nun aus: Jede BOOLEsche Funktion F von n Variablen lässt sich darstellen als Summe von Mintermen oder als Produkt von Maxterms, d. h.

$$F = \sum_i m_i, \quad m_i = i\text{-ter Minterm} \quad (7.3)$$

oder

$$F = \prod_i M_i, \quad M_i = i\text{-ter Maxterm} \quad (7.4)$$

Die Darstellung als Summe von Mintermen nennt man **disjunktive Normalform** und die als Produkt von Maxtermen **konjunktive Normalform** der Funktion F .

Die Beziehung zu den Schaltfunktionen ist dadurch gegeben, dass die Zeilen der Funktionstafeln gerade die Minterme der entsprechenden BOOLEschen Funktion sind. Damit lässt sich jede Schaltfunktion als BOOLEscher Ausdruck schreiben. Die disjunktive Normalform einer BOOLEschen Funktion ist keineswegs immer der einfachste Ausdruck für diese Funktion. Mit Hilfe der oben angegebenen Beziehungen lassen sich die Ausdrücke oft stark vereinfachen. Es gibt allgemeine Verfahren, nach denen man BOOLEsche Ausdrücke vereinfachen (minimieren) kann. Auf diese soll hier aber nicht weiter eingegangen werden. Für Interessierte sei auf die angegebene Literatur verwiesen.

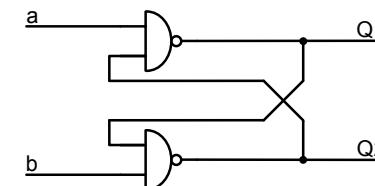
In Tabelle 7.1 ist eine Zusammenstellung der häufiger vorkommenden Schaltsymbole für einige elementare BOOLEschen Funktionen und ihre deutsche und englische Bezeichnung gegeben.

Symbol	BOOLEsche Funktion	Bezeichnung	
		deutsch	englisch
	$a \cdot b$	UND	AND
	$a + b$	ODER	OR
	$\overline{a \cdot b}$	NICHT - UND	NAND
	$\overline{a + b}$	NICHT - ODER	NOR
	\bar{a}	INVERTER	NOT

Tabelle 7.1: Gebräuchliche BOOLEsche Schaltfunktionen (Gatter)

7.1.2 Flip-Flops

Bisher haben wir nur Schaltfunktionen kennengelernt, in denen die Zeit nicht als Parameter auftritt. In der Praxis benötigt man aber oft Bausteine, die einen logischen Zustand für eine vorgegebene Zeit speichern können. Man nennt solche Bausteine **Elementarspeicher** oder **Flip-Flops** (FF). Das einfachste Flip-Flop ist aus zwei NAND-Gattern aufgebaut.



k7seite3m

Abb. 7.1: Einfache bistabile Schaltung aus NAND-Gattern

Aufg. F: Stellen Sie eine Funktionstafel (Eingänge a, b , Ausgänge Q_1, Q_2) dieses Flip-Flops auf. Starten Sie dazu mit beliebigen Zuständen für Q_1 und Q_2 und verfolgen Sie, wie sich die Ausgänge durch die Rückkopplung ändern. Für welchen Eingangszustand a, b gibt es mehrere Möglichkeiten für die Ausgänge?

Aus Aufg. F: folgt, dass sich das Flip-Flop im (bistabilen) Speicherzustand befindet, wenn $a = b = 1$ ist. Dann ist $Q_2 = \bar{Q}_1$. Man kann das Flip-Flop “setzen” (engl. set) oder “löschen” (engl. reset), indem man den entsprechenden Eingang auf 0 legt. Man bezeichnet dieses Flip-Flop daher als Set-Reset-FF mit “active-low” Eingängen, die die gewünschte Funktion ausführen, wenn sie auf 0 liegen. Man markiert dies durch einen Querstrich über den Signalnamen. Durch die äußere Beschaltung muss man sicherstellen, dass nie $\bar{S} = \bar{R} = 0$ ist, da dann $Q = \bar{Q}$ wäre.

Beim $\bar{S}\bar{R}$ -FF ändern sich die Ausgänge sofort bei Änderung der Eingänge. Man kann das Schalten des FF vom Vorhandensein einer 1 an einen zusätzlichen Steuereingang EN (Enable =

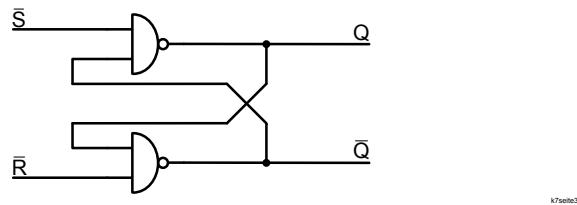


Abb. 7.2: \overline{SR} -Flip-Flop

“ermöglichen”) abhängig machen. Man erhält dann ein **Latch**, bei dem das Eingangssignal IN mit $EN = 1$ ins Latch geschrieben wird und für $EN = 0$ gespeichert wird. Da hier für $EN = 1$ Änderungen am Eingang sofort am Ausgang sichtbar sind, nennt man dies auch ein “**transparentes**” Latch.

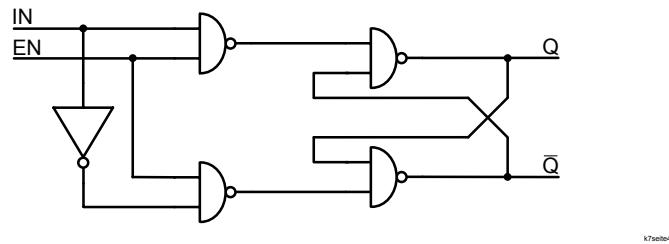


Abb. 7.3: Latch mit Input IN und Enable EN

Man kann das Latch erweitern, so dass Änderungen am Eingang nicht sofort am Ausgang sichtbar sind. Der Eingang wird bei einem solchen **D-Flip-Flop** an den Ausgang übertragen (“geschrieben”), wenn der Steuereingang von 0 auf 1 springt. Man spricht dann von Flankensteuerung und nennt das Steuersignal den **Takt** (“Clock”, meist mit CP, CK oder CLK abgekürzt). Abb. 7.4 zeigt das Schaltsymbol des D-FFs.

Das von uns benutzte D-FF (Typ 74LS74) übernimmt den Zustand des D-Eingangs bei der steigenden Flanke des Taktsignals CK an den Ausgang Q. Es steht auch ein invertierter Ausgang \overline{Q} zur Verfügung. Außerdem hat der Flip-Flop asynchrone (d. h.

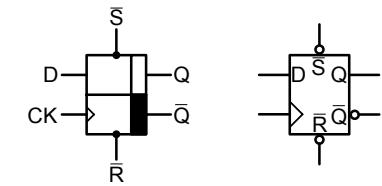


Abb. 7.4: D-Flip-Flop mit Dateneingang (D) und Takteingang (CK)

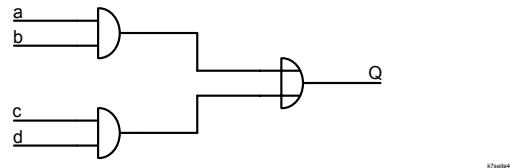
vom Takt unabhängige) Set- und Reseteingänge, die “active low” sind. Durch eingebaute Widerstände ist sichergestellt, dass unbeschaltete Eingänge auf 1 liegen (also inaktiv sind), so dass Sie unbenutzte Eingänge der Einfachheit halber offen lassen können. In der Praxis sollten unbenutzte Eingänge aber immer an 0 oder 1 angeschlossen werden, um keine undefinierten Zustände zu erhalten.

7.1.3 Schieberegister und Zähler

Eine wichtige Anwendung von FFs ist das **Schieberegister**. Es enthält z. B. für jede Stelle einer Dualzahl (für jedes Bit) ein D-FF. Durch ein Taktsignal wird der Inhalt des i -ten FFs in das $(i + 1)$ -te FF geschrieben. Um eine n -Bit-Zahl in das Register zu laden, benötigt man also genau n Takte.

Aufg. G: Zeichnen Sie ein 4-Bit-Schieberegister auf, das seriell geladen wird.

Aufg. H: Entwerfen Sie ein 4-Bit-Schieberegister, das parallel geladen werden kann (d. h. alle Bits gleichzeitig, wenn eine Steuerleitung “LOAD” auf 1 ist). Benutzen Sie dazu die unten abgebildeten kombinierten Schaltelemente, die auch auf dem Schaltbrett zur Verfügung stehen.



Eine andere wichtige Grundschaltung sind **Dualzähler**, die beim Taktten Dualzahlen in ansteigender Folge erzeugen.

Aufg. I: Entwerfen Sie einen 4-Bit-Dualzähler, bei dem der Ausgang eines FFs jeweils den Takteingang des nächsten FF steuert. Tip: Verbinden Sie bei jedem Flipflop \bar{Q} mit D.

Ein solcher Zähler arbeitet “asynchron”, d.h. die Bits schalten nicht alle gleichzeitig (wieso?). Oft benötigt man aber synchrone Zähler, bei denen alle Bits gleichzeitig schalten. Dazu müssen alle Takteingänge verbunden werden und die D-Eingänge entsprechend beschaltet werden.

7.1.4 Aufbau von elektronischen Logikschaltungen

Wir wollen hier noch kurz zeigen, wie logische Schaltungen mit Hilfe von Transistoren und Dioden aufgebaut werden können. Logische Schaltungen aus Bipolartransistoren (Transistor-Transistor-Logik, “TTL”), wie wir sie verwenden, werden meist mit +5 V versorgt. Man vereinbart für solche Schaltungen die folgenden logischen Spannungsbereiche:

$$U_L = 0 \text{ V bis } 0.8 \text{ V} \hat{=} \text{logische "0"}$$

$$U_H = 2.4 \text{ V bis } 5 \text{ V} \hat{=} \text{logische "1"}$$

Diese Zuordnung von 0 und 1 nennt man **positive Logik**, die Spannungsbereiche gelten für TTL-Schaltkreise.

- Für die Spannungspegel benutzen wir folgende Abkürzungen:
- Ausgangsspannung U_Q : U_{QL} im LOW-Zustand
 U_{QH} im HIGH-Zustand
- Eingangsspannung U_E : U_{EL} im LOW-Zustand
 U_{EH} im HIGH-Zustand

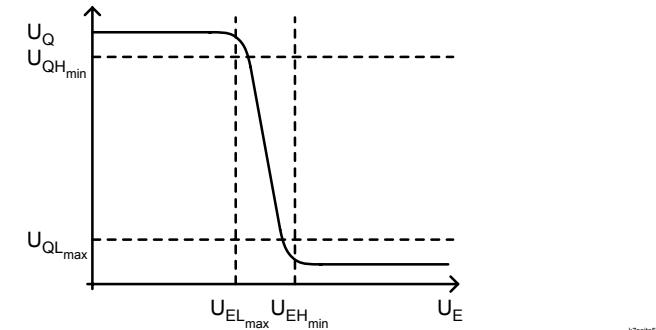
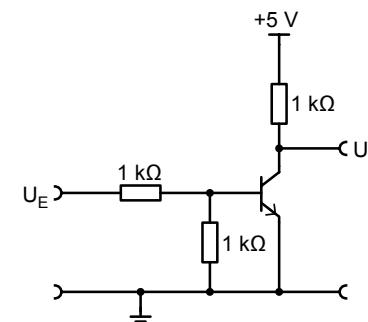


Abb. 7.5: Übertragungskennlinie eines Inverters (schematisch)

Die Abb. 7.5 zeigt die **Übertragungskennlinie**, d. h. $U_Q = f(U_E)$, eines Inverters. Für $U_E \leq U_{ELmax} = 0,8 \text{ V}$ ist $U_Q > U_{QHmin} = 2,4 \text{ V}$, und damit sicher $U_Q = "1"$; für $U_E \geq U_{EHmin} = 2,4 \text{ V}$ ist $U_Q < U_{QLmax} = 0,8 \text{ V}$, und damit sicher $U_Q = "0"$.



k7seite5o

Abb. 7.6: Vereinfachter logischer Inverter mit einem Transistor

Ein Inverter lässt sich schon durch eine einfache Transistororschaltung realisieren (Abb. 7.6). Dass U_Q bei LOW sicher unter 0,8 V und bei HIGH über 2,4 V liegt, soll eine kurze Rechnung verdeutlichen: Bei $U_E < U_{ELmax} = 0,8 \text{ V}$ ist der Basisstrom ≈ 0 , also auch der Kollektorstrom und damit der Strom durch R_C .

Daher ist $U_Q \approx 5 \text{ V}$. Wird der Ausgang mit einem weiteren Inverter belastet, so sinkt U_Q auf etwa 3,2 V, was immer noch ein gültiger HIGH-Pegel ist.

Bei $U_E > U_{EH\min} = 2,4 \text{ V}$ ist (nachrechnen!):

$$I_B > \frac{U_E - 0,7 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} - \frac{0,7 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1 \text{ mA} \quad (7.5)$$

Bei einer Stromverstärkung β von ~ 100 ergibt das einen Kollektorstrom von theoretisch 100 mA. Die gesamte Betriebsspannung fällt also sicher an R_C ab und U_Q liegt bei der Sättigungsspannung des Transistors von ca. 0,2 V. Die Bedingungen für U_{QH} und U_{QL} sind also auch mit "schlechten" Transistoren mit einem β um 25 noch sicher eingehalten.

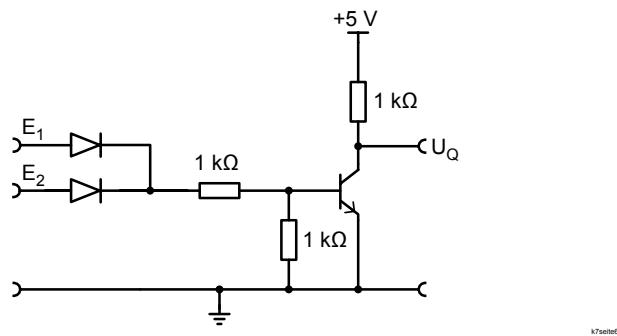


Abb. 7.7: Erweiterter Inverter mit zwei Eingängen

Schließt man an den Eingang des Inverters zwei Dioden an wie in Abb. 7.7, so erhält man eine logische Funktion von zwei Eingangsvariablen E_1 und E_2 .

Aufg. J: Welche logische Funktion wir durch diese Schaltung realisiert? Welche Aufgabe haben die Dioden? Überprüfen Sie, ob auch hier noch die Ausgangsspegel korrekt sind.

Aufg. K: Was passiert, wenn man die Dioden umpolt? Zeichnen Sie die Schaltung auf. Funktioniert die Schaltung sinnvoll? Kann man mit einem $2,2 \text{ k}\Omega$ Widerstand nach

+5 V etwas erreichen? Begründen Sie, warum es hier ein Problem für $U_E = U_{EL\max}$ gibt.

Ähnlich wie die hier gezeigten Schaltungen war eine der ersten Logik "familien", die DTL (Dioden-Transistor-Logik) aufgebaut. Heute sind Transistoren aber viel einfacher herzustellen, so dass die Diode meist durch Transistoren ersetzt wird. Die von uns verwendeten integrierten Schaltungen sind vom TTL (Transistor-Transistor-Logik)-Typ.

Mit der Entwicklung der Feldeffekttransistoren werden hochintegrierte logische Schaltungen (Prozessoren, Speicher, ...) heute meist in MOS-Technologie gefertigt. Grundlage sind n-Kanal-MOSFETs und p-Kanal-MOSFETs mit den in Abb. 7.8 skizzierten Kennlinien (s. Versuch 3).

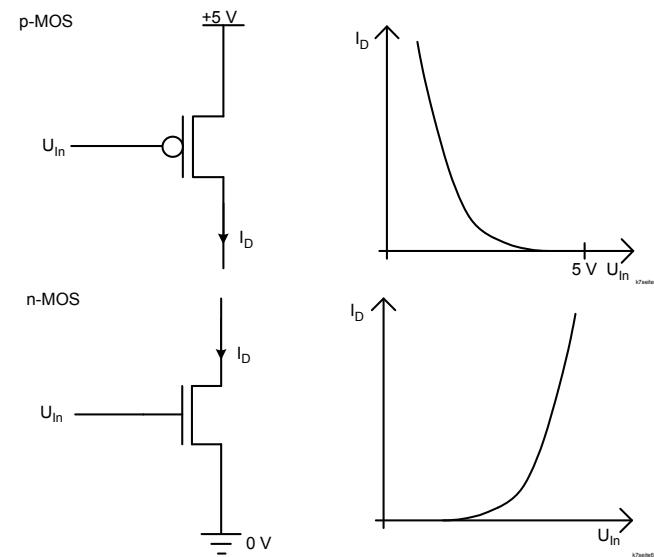


Abb. 7.8: Qualitativer Verlauf des Drainstromes als Funktion der Gate-Spannung für p- und n-Kanal-MOSFETs in Logik-Schaltungen

Ein Inverter aus "komplementären" MOSFETs (n- und p-Kanal-MOSFETs) ist dann sehr einfach wie z. B. in Abbil-

dung 7.9 aufgebaut (engl.: Complementary Metal Oxide Semiconductor, **CMOS-Inverter**).

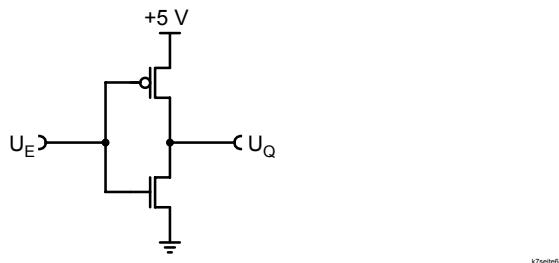


Abb. 7.9: CMOS-Inverter

Aufg. L: Wie funktioniert der CMOS-Inverter (Abb. 7.9)? Benutzen Sie die angegebenen Kennlinien.

In Abb. 7.10 ist ein einfaches Gatter realisiert.

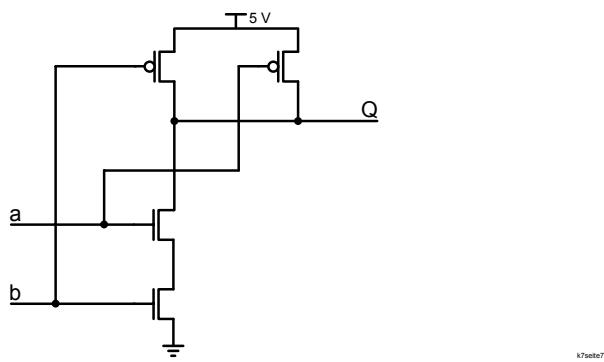


Abb. 7.10: Einfaches CMOS-Gatter

Aufg. M: Welche logische Funktion ist mit dem Gatter in Zeichnung 7.10 realisiert?

CMOS-Logik kommt ganz ohne Widerstände und Dioden aus, so dass die Schaltungen sehr klein gemacht werden können. Ein Transistor beansprucht heute etwa eine Fläche von $0,2 \times 0,5 \mu\text{m}^2$.

7.2 Versuchsdurchführung

- Messen Sie die Übertragungskennlinie des Inverters bei einer Versorgungsspannung von 5 V für $U_E = 0 \text{ V}$ bis 5 V.
- Bauen Sie ein NAND-Gatter auf. Benutzen Sie dazu auf dem Schaltbrett des Inverters den Eingang E', der zwei "Hubdioden" hat. Wozu sind diese Dioden gut? Messen Sie die Übertragungskennlinie des NAND-Gatters. Hinweis: Überlegen Sie sich, wie viele Kennlinien Sie bei einem Gatter mit zwei Eingängen messen müssen.
- Bauen Sie auf dem Schaltbrett "logische Schaltungen" ein EXKLUSIV-ODER-Gatter unter alleiniger Verwendung von NAND-Gliedern auf. Verbinden Sie die Eingänge mit Kippschaltern und den Ausgang mit einer Lampe. Eine kurze Beschreibung des Schaltbrettes befindet sich am Ende des Kapitels.

Eine Aufgabe logischer Schaltungen in Digitalrechnern ist es, arithmetische Operationen auszuführen. Dabei benutzt man sinnvollerweise nicht das dezimale, sondern das duale Zahlensystem. Die einfachste arithmetische Operation ist die Addition zweier Zahlen. Diese geschieht im dualen System prinzipiell genauso wie im dezimalen. Die Zahlen werden stellenweise, beginnend mit der niedrigsten Stelle, addiert, wobei sich für jede Stelle eine Summe und ein Übertrag an die nächste Stelle ergibt. Im dualen Zahlensystem redet man dann nur nicht mehr von Stellen, sondern von **Bits**.

Die Funktionstafel, die die Addition zweier Bits unter Bildung einer Summe S und eines Übertrages Ü leistet, ist unten gezeigt. Eine Schaltung, die dieses leistet, nennt man einen **Halbaddierer**, weil sie den Übertrag des vorhergehenden Bits noch nicht verarbeitet.

a	b	\bar{U}	S
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Aufg. N: Wie lauten die BOOLEschen Ausdrücke für Summe und Übertrag eines Halbaddierers?

Aufg. O: Schreiben Sie die Funktionstafel für einen Volladdierer auf, der auch den Übertrag des vorhergehenden Bits mit verarbeitet.

Aufg. P: Geben Sie ein Blockschaltbild für einen Volladdierer an, der aus zwei Halbaddierern aufgebaut ist.

d) Bauen Sie einen Halbaddierer aus NAND-Gattern auf und testen Sie die Schaltung. Vervollständigen Sie die Schaltung mit einem zweiten Halbaddierer zum Volladdierer. Lassen Sie die Schaltung vorläufig aufgebaut.

e) Bauen Sie ein seriell ladbares 4-Bit-Schieberegister auf und testen Sie es.

f) Bauen Sie zusätzlich ein parallel ladbares 3 Bit Ringschieberegister auf und testen Sie es.

Mit Registern und Volladdierern haben wir nun die Voraussetzungen zum Entwurf einer **vollständigen Addierschaltung**. Das Prinzip ist das folgende: Die beiden Summanden werden je in ein Schieberegister geschrieben. Bei jedem Takt werden dann die jeweiligen Inhalte der niedrigsten Bits im Volladdierer addiert und die Summe wird in ein Ergebnisregister seriell eingeschrieben. Zum Speichern des Übertrages benutzt man ein zusätzliches FF. Das Ergebnisregister kann man sich sparen, wenn man stattdessen die Summe aus dem Volladdierer wieder in ein Summandenregister einschreibt. Man benötigt bei dieser seriellen Addition zweier n -Bit Dualzahlen genau n Takte.

Aufg. Q: Entwerfen Sie ein Schaltschema eines seriellen Addierwerkes wie oben beschrieben. Mit den auf dem Schaltbrett vorhandenen Elementen ist es nicht möglich, zwei Register aufzubauen, die man beide parallel laden

kann. Füllen Sie deswegen das eine Summandenregister (seriell ladbares Schieberegister), welches gleichzeitig als Ergebnisregister dient, indem Sie zunächst den ersten Summanden (parallel ladbares Schieberegister) zu Null hinzuaddieren.

g) Bauen Sie auf dem Computer Lab ein serielles 3-Bit-Addierwerk gemäß obiger Beschreibung auf und testen Sie es.

Falls Sie noch Zeit haben, können Sie zum Schluss noch einen einfachen Analog-Digital-Wandler aufbauen. Solche ADCs werden benutzt, um analoge Signale in binäre Werte zu verwandeln. Es gibt viele verschiedene Funktionsprinzipien. In unserem sehr einfachen ADC werden mit einem 4-Bit-Zähler aufsteigende Dualzahlen erzeugt und diese mit einem Digital-Analog-Wandler (DAC) in ansteigende Spannungswerte verwandelt. Mit einem analogen Komparator wird diese "Treppenfunktion" mit der unbekannten Eingangsspannung verglichen. Sobald die Treppenspannung über die Eingangsspannung steigt, wird der Zählerwert abgespeichert. Auf dem Schaltbrett befindet sich dazu ein 4-Bit-DAC und ein Komparator, dessen Eingang an einen Photowiderstand angeschlossen ist.

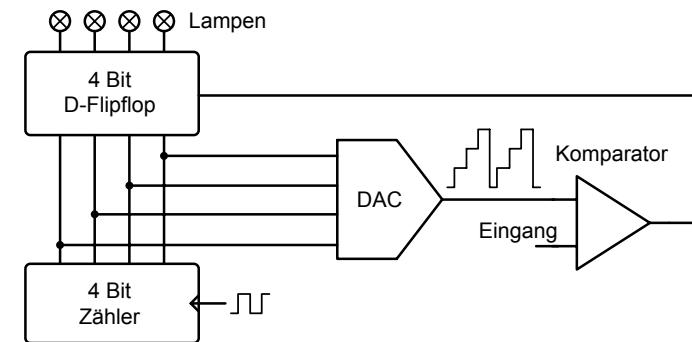


Abb. 7.11: Blockschaltbild des Analog-Digital-Wandlers

h) Optional: Bauen Sie einen ADC wie beschrieben auf (siehe Blockschaltbild). Das Rechtecksignal bekommen Sie aus dem

Funktionsgenerator (5 V, auf Abschluss achten!), den Sie an eines der BNC-Banane-Übergangselemente auf dem Schaltbrett anschließen. Schauen Sie sich das Ausgangssignal des DACs und den Ausgang des Komparators auf dem Oszilloskop an (Übergangselemente benutzen). Achten Sie auf die richtige Polarität des Taktsignals der D-Register!

7.3 Hinweise zum Schaltbrett “logische Schaltungen”

Das Schaltbrett “logische Schaltungen” enthält D-FFs, NANDs mit verschieden vielen Eingängen und Gatter des Typs $Q = (a + b) \cdot (c + d)$, mit denen Sie komplexere Schaltungen aufbauen können.

- Das Schaltbrett wird mit dem üblichen Netzgerät mit +5 V versorgt.
- Die D-Flipflops übernehmen die Daten des D-Eingangs mit der positiven Flanke ($0 \rightarrow 1$) des Taktsignals. Die Setz- bzw. Rücksetzeingänge sind “active low”, d. h. die Funktion wird bei einer 0 am Eingang ausgeführt.
- Offene Eingänge sind generell über Widerstände auf 1 gelegt, sie müssen daher nicht angeschlossen werden.
- Benutzen Sie systematisch verschiedenfarbige Kabel, das macht den Aufbau übersichtlicher.
- Die meisten Kabel sind stapelbar. Versuchen Sie trotzdem, nicht zu viele Kabel übereinander zu stecken und ziehen Sie bitte nicht zu stark an Kabeln bzw. Stecker-“Türmen”. Die Kontakte gehen sehr schnell kaputt.
- Im unteren Bereich des Schaltbrettes befinden sich 8 Leuchtdioden (mit interner Verstärkung) und Schalter und Taster zur Eingabe von 0/1-Signalen. Die Taster sind “entprellt”, so dass sie immer nur genau eine Flanke ausgeben.
- Es gibt vier Übergangselemente von Bananenbuchsen auf BNC-Buchsen, mit denen Sie sich Signale am Oszilloskop

anschauen können oder Signale aus dem Generator einspeisen können. Achten Sie darauf, dass die Eingangsspannungen zwischen 0 und 5 Volt liegen.

- Im unteren Teil ist ein 4-Bit-DAC vorhanden, dessen Ausgang an einen analogen Komparator angeschlossen ist. Der andere Eingang des Komparators liegt an einem Photowiderstand, so dass sich die Eingangsspannung mit der Helligkeit ändert.

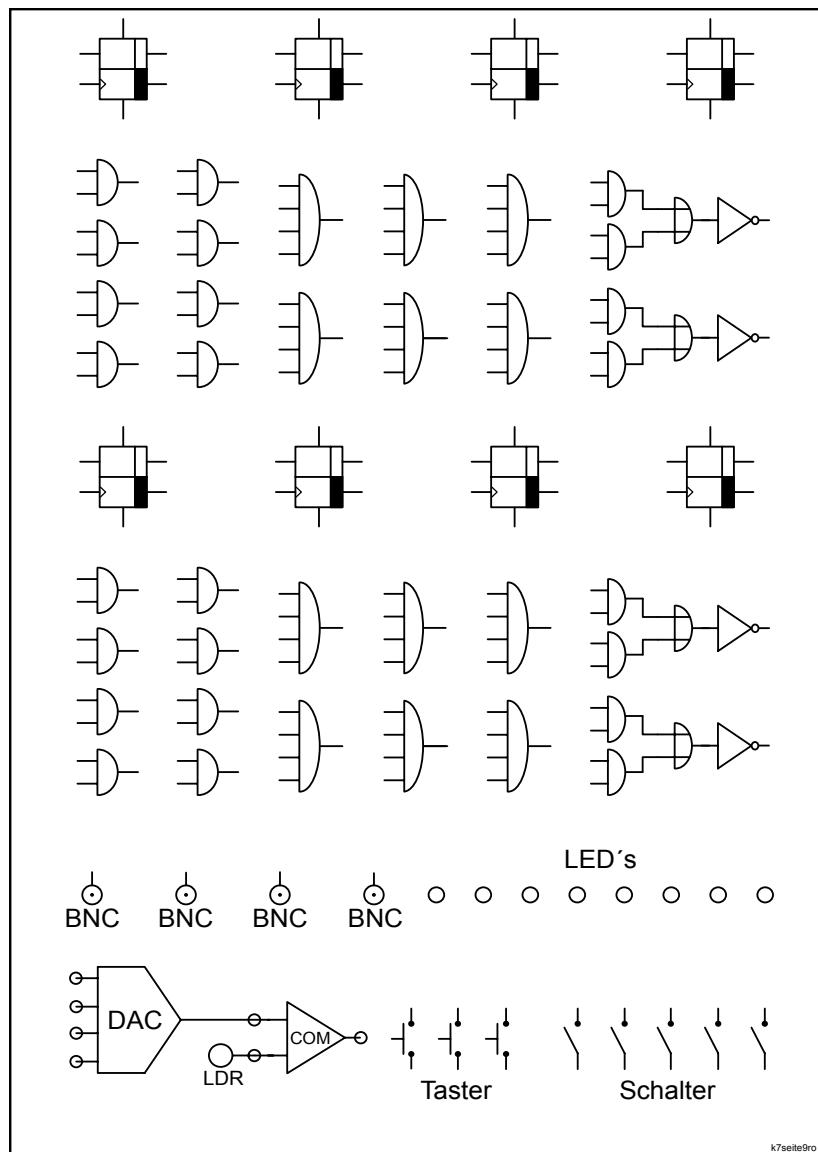


Abb. 7.12: Schaltbrett "logische Schaltungen"

Versuch 8: Mikroprozessor

Kenntnisse: Die Kenntnisse, die Sie zur erfolgreichen Durchführung dieses Versuchs besitzen müssen, basieren zum Teil auf den Vorkenntnissen und Ergebnissen des Versuchs 7 dieses Praktikums. Zu Versuchsbeginn sollten Sie mit folgenden Begriffen und Sachgebieten vertraut sein:

- BOOLEsche Algebra, Schaltalgebra; digitale Schaltelemente (NAND, OR, AND, INVERTER, NOR, EXCLUSIVE OR; Multiplexer, Demultiplexer, Flip-Flop-Schaltungen, Speicher, Schieberegister, Binärzähler, Halbaddierer, Addierer, Subtrahierer); Arithmetic Logic Unit (ALU), Akkumulator, Register, Bus, Flussdiagramm eines Rechnerbefehls, Grobstruktur eines vollständigen Rechners; Flags, Befehlszähler, Stapelzeiger, Digital-Analog-Wandler.
- Dual-, Oktal- und Hexadezimalsystem; Umwandlung von Dual-, Oktal-, Hexadezimalzahlen in Dezimalzahlen und umgekehrt; Rechnen mit Dualzahlen, Zweierkomplementarithmetik, BCD-Code.
- Mnemonics, Maschinensprache, Byte, Bit, Speicherbereich, Adressierung, Arbeitsregister des 8080-Mikroprozessors, Befehlsguppen (Funktion), Befehlsarten (1-, 2-, 3-Byte-Befehle), wichtige Befehle am Beispiel des 8080-Mikroprozessors: NOP, HLT, IN n, OUT n, STA, LDA, MOV, MVI, ADD, ADI, SUB, SUI, CPI, INR, DCR, JMP, CMP.

Literatur:

- K. Beuth: Elektronik 1, Elementare Elektronik, Vogel (1987)
- K. Beuth: Elektronik 4, Digitaltechnik, Vogel (1988)

- H. Müller, L. Walz: Elektronik 5, Mikroprozessortechnik, Vogel (1992)
- V. Schmidt, Digitalschaltungen mit Mikroprozessoren, Teubner (1981)
- U. Tietze, Ch. Schenk, Halbleiterschaltungstechnik, Springer (1993)
- ITT-Lehrheft Nr. 1 und 4 (Gerlach, Nabari), und Käferfibel V/VI (Larsen, Rony, Titus). Eine Zusammenstellung von Auszügen dieser Hefte haben Sie als "Mikroprozessor-Skript" bei der Vorbesprechung leihweise erhalten.

8.1 Vorwort

Der Zweck des Versuchs ist es, die prinzipielle Wirkungsweise eines einfachen Mikroprozessors kennenzulernen. Der Schwerpunkt sollte auf dem Verständnis des Zusammenwirkens der einzelnen Bausteine des Prozessors wie ALU, Akkumulator, usw. liegen. Es ist keinesfalls Ziel des Versuchs, die Software des 8080 detailliert kennenzulernen.

Im Laufe der Versuchsdurchführung werden Sie in mehreren Einzelversuchen die wesentlichen Eigenschaften eines Mikroprozessors kennenlernen. Ausgehend von einem einfachen Addierer machen Sie sich mit der Funktionsweise einer ALU, einem Akkumulator, einer Ein-Ausgabe-Einheit usw. sowie einigen typischen Befehlen des 8080 vertraut. Zum Schluss des Versuchs sollen dann kleinere Programme mit definierter Aufgabenstellung geschrieben werden, deren Funktion anhand der optischen Anzeigen überprüft werden soll. Legen Sie hierbei großen Wert auf sorgfältige Aufzeichnung Ihrer Programme und deren Wirkungs-

weise, da Ihr Programm durch Bedienungsfehler im Arbeitsspeicher überschrieben werden kann.

Noch ein wichtiger Hinweis: Behandeln Sie das empfindliche Gerät mit Sorgfalt und vermeiden Sie es die Schalter unnötig oft zu betätigen. Sollte Ihr Gerät einmal streiken, so überlegen Sie zuerst einmal, ob vielleicht ein Bedienungsfehler vorliegt und entfernen Sie in keinem Falle das Plexiglas. Bei wiederholten auftretenden Störungen versuchen Sie nicht Selbsthilfe zu üben, sondern benachrichtigen Sie den betreuenden Assistenten.

8.2 Vorbereitungsaufgaben

Bereiten Sie sich anhand der angegebenen Literatur sorgfältig auf diesen Versuch vor. Beantworten Sie nachfolgende Fragen und lösen Sie die nachfolgenden Aufgaben vor Versuchsbeginn. **Erstellen Sie auch die Programme für Versuchsaufgabe 5 inklusive der Hexadezimalcodes schon vor Versuchsbeginn in Ihrem Protokollheft**, da die Zeit während des Praktikumsversuches dazu erfahrungsgemäß nicht ausreicht.

Aufg. A: Wandeln Sie die zwei nachfolgenden Dualzahlen in das Hexadezimal- und das Dezimalzahlen um:

$$\begin{array}{r} 1101\ 1111\ 0010\ 1110_2 \\ 1111\ 1111_2 \end{array}$$

Aufg. B: Wandeln Sie die nachfolgenden Dezimalzahlen in Binär- und Hexadezimalzahlen um:

$$2115_{10}$$

Aufg. C: Wandeln Sie die nachfolgenden Hexadezimalzahl in Binär- und Dezimaldarstellung um:

$$B75F_{16}$$

Aufg. D: Führen Sie die nachfolgenden Operationen zwischen zwei Dualzahlen durch:

- Addieren Sie folgenden Dualzahlen:

$$\begin{array}{r} 01011011 \quad 11111111 \\ +01101011 \quad +00000001 \end{array}$$

- Subtrahieren Sie folgenden Binärzahlen:

$$\begin{array}{r} 11000000 \\ -10110101 \end{array}$$

- Geben Sie an, welche der folgenden 8-Bit-Zweierkomplementzahlen positiv und welche negativ sind:

$$\begin{array}{r} 10110111 \\ 11110000 \\ 01111111 \\ 11111111 \end{array}$$

- Berechnen Sie nachfolgenden Ausdruck jetzt durch Addition des Zweierkomplements:

$$\begin{array}{r} 11011011 \\ -01101011 \end{array}$$

- Was ist bei arithmetischen Operationen ein Überlauf und was versteht man unter einem Übertrag?

- Bei welchen der nachfolgenden Operationen in Zweier-Komplement-Arithmetik entsteht bei einem 8-Bit-Rechner ein Überlauf bzw. Übertrag?

$$\begin{array}{r} 11011111 \quad 01011011 \\ +00111000 \quad -10111011 \end{array}$$

- Berechnen Sie die Produkte nachfolgender Binärzahlen!

$$1101 \cdot 1001$$

- Berechnen Sie den Quotienten nachfolgender Binärzahlen!

$$1110111 : 101$$

Aufg. E: Erklären Sie den Unterschied von ROM und RAM. Wo liegen die Vorteile der beiden Typen?

Aufg. F: Kann man mit Digitalrechnern analoge Signale verarbeiten? Was brauchen Sie hierfür? Wodurch wird die Genauigkeit begrenzt?

Aufg. G: Welche Funktionen muss eine ALU erfüllen? Mit welchen Erweiterungen können Sie aus einer ALU einen

Akkumulator aufbauen? Ist der Akkumulator ein statisches Netzwerk? Wozu dient der Taktpuls? Können Sie ein Ergebnis abspeichern?

Aufg. H: Mit welchen zusätzlichen Schaltungsgruppen können Sie aus einem Akkumulator mit Zwischenspeicher einen vollständigen Rechner aufbauen?

Aufg. I: Was ist ein Rechner mit Busstruktur? Wie sind die einzelnen Komponenten miteinander verbunden? Mit welchem Zahlensystem arbeitet ein Digitalrechner?

Aufg. J: Erklären Sie die Begriffe Takt-, Befehls- und Operationszyklus.

Aufg. K: Wieviele Befehle kann der 8080-Mikroprozessor maximal haben? Was ist der Operations-Code? Wieviele Befehle hat der 8080?

Aufg. L: Was versteht man unter einem Zweiweg-Tri-state-Datenbus?

Aufg. M: Wovon hängt die Länge eines Befehlszyklus ab?

Aufg. N: Was versteht man unter DMA-Betrieb? Wann nutzt man ihn aus?

Aufg. O: Welche Aufgaben haben der Befehlszähler und der Stackpointer?

Aufg. P: Wozu benutzt man einen Stack, welche Eigenschaften hat er?

Aufg. Q: Welche Adressierungsarten sind Ihnen bekannt? Welche werden vom 8080 benutzt? Erklären Sie Ihre Funktion.

Aufg. R: Welche Operationszyklen gibt es beim 8080? (9 Stück)

Aufg. S: Welche Aufgabe hat der erste Operationszyklus eines Befehlszyklus?

8.3 Das Experimentiergerät

8.3.1 Aufbau des Mikroprozessor Schaltbrettes

Das von Ihnen benutzte Experimentiergerät besteht aus einem Field Programmable Gate Array (FPGA), einer 8x8 Punkt LED Matrix sowie einer 8 Bit breiten Tastenleiste mit einigen zusätzlichen Auswahltasten an der Seite. Der FPGA ist das Herzstück des Experimentiergerätes und ist, kurz gesagt, ein Chip, der eine große Anzahl von frei programmierbaren Logikbaugruppen enthält. Einer dieser Logikelemente, auch Configurable Logic Block (CLB) genannt, ist in Abb. 8.1 gezeigt. Ein Adressdecoder bildet jede beliebige Eingangsbelegung auf eine eindeutige Speicheradresse des 16 Bit tiefen programmierbaren Speichers (RAM) ab. Dies wird auch als "Lookup"-Tabelle (LUT) bezeichnet. Durch das Laden der Lookup-Tabelle mit entsprechenden Werten lässt sich jedes beliebige Gatter mit vier EingangsvARIABLEN nachbilden. Die CLBs können dann über frei programmierbare Pfade untereinander verbunden werden und so komplexere Logikstrukturen bilden, z.B. die Systemprogramme für diesen Versuch. Und auch der Mikroprozessor Intel 8080 wurde auf funktionaler Ebene in dem FPGA implementiert.

Zusätzlich zum FPGA und den Anzeigedisplays befinden sich auf dem Board zwei Schnittstellen, um externe Geräte anzuschließen, darunter gehört auch der Digital Analog Wandler (DAC), der es Ihnen ermöglicht Rechnerausgaben auf dem Oszilloskop sichtbar zu machen. Für den letzten Versuchsteil wird der PS/2 Anschluss mit der Tastatur und der VGA Ausgang für den Monitor benötigt. Sehen Sie sich hierzu Abb. 8.2 an.

8.3.2 Der Aufbau des 8080-Mikrocomputers

Unter einem Mikroprozessor ist in der Regel eine integrierte Schaltung zu verstehen, die die Prozessoreinheit für ein Prozessorsystem beinhaltet. Sie besteht im Wesentlichen aus einer Arithmetic-Logic-Einheit (ALU), verschiedenen Arbeitsregistern und einer Ablaufsteuerung, die die internen Vorgänge im Prozes-

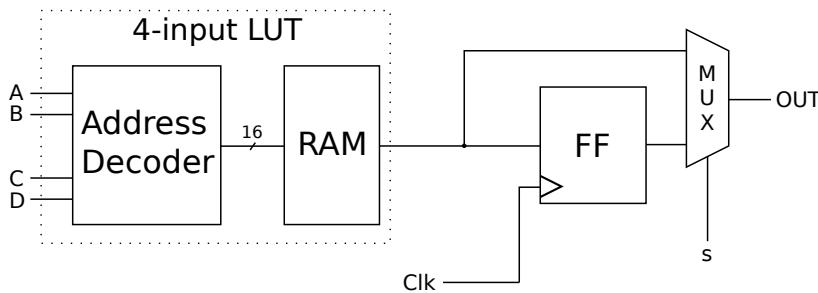


Abb. 8.1: Illustration eines CLBs

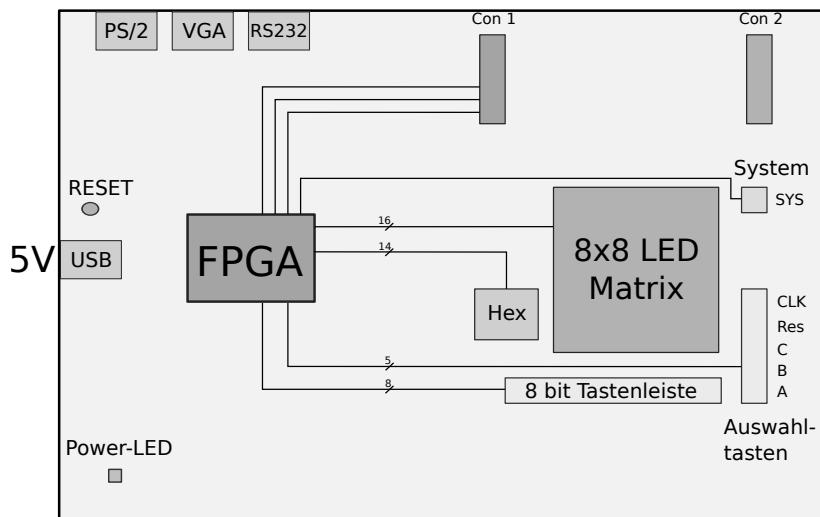


Abb. 8.2: Ansicht des Experimentiergerätes

sor logisch und zeitlich steuert. Zusammen mit Programmspeicher, Arbeitsspeicher und Ein-/Ausgabeeinheiten entsteht ein vollwertiger Mikrocomputer.

Zur besseren Übersicht sehen wir uns einmal das Blockschaltbild des Mikrocomputers an (Abb. 8.3). Generell lässt sich ein Mikrocomputersystem aus den drei funktionellen Blöcken **Zentraleinheit**, **Speicher** und **Ein-/Ausgabeeinheit** aufbauen.

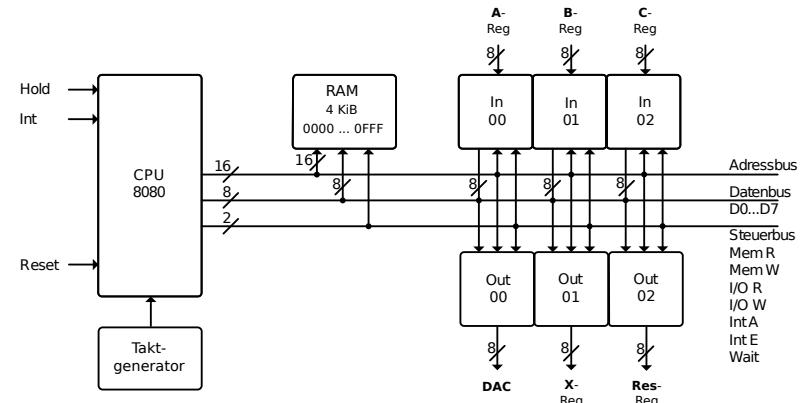


Abb. 8.3: Aufbau des Mikrocomputers

Die **Zentraleinheit** (engl.: Central Processing Unit, **CPU**) enthält den Mikroprozessor 8080, den Taktgenerator usw sowie den Systemcontroller, der zur Steuerung und Anpassung von Speicher und Ein-/Ausgabe-Bausteinen dient. Der Taktgenerator versorgt den Mikroprozessor, der eine dynamische Schaltung ist, mit einem externen Takt zum Wiederauffrischen seiner internen Speicherelemente und zur zeitlichen Steuerung seiner Logik. Weiterhin stellt er einige Takte zur Systemsteuerung, z. B. für die Übertragungsrate bei Datenübertragungen, Ableitungen von Zeitsignalen usw. zur Verfügung, deren Diskussion hier zu weit führen würde. Es sei auf die einschlägige Literaturliste am Anfang der Versuchsbeschreibung hingewiesen.

Der Speicher enthält **Festwertspeicher** (engl.: Read-Only Memory, **ROM**) und **Schreib-/Lese-Speicher** (engl.: Random access memory, **RAM**) für die Speicherung von Programmen und Daten. Dieser Arbeitsspeicher ist in der jetzigen Ausbau-

stufe des Experimentiergerätes 4096 *Byte* groß. Er belegt somit die Speicheradressen 0000 bis 0FFF hexadezimal.

Zum **Ein-/Ausgabeteil** gehören alle Schaltungen, die für die Kommunikation des Mikrocomputers mit peripheren Geräten, z. B. Tastaturen, Anzeigen, Laufwerke usw. notwendig sind. Unser Mikrocomputer hat drei Eingabe-Bausteine, die mit IN 00, IN 01 und IN 02 bezeichnet sind, sowie drei Ausgabeeinheiten mit den Bezeichnungen OUT 00, OUT 01 und OUT 02. Die **Eingabeebausteine** ermöglichen die Eingabe binärer Informationen mit Hilfe der Register *A*, *B* und *C* der LED Matrix. (siehe Abb. 8.2). Mit Hilfe der **Ausgabeebausteine** wird der Digital-Analog-Converter und die LED-Register *R* und *X* der LED Matrix angesteuert. Sie ermöglichen die binäre bzw. analoge Anzeige des CPU-Zustandes (genauer: des Akkumulatorinhaltes).

Die Verbindung dieser Einheiten wird durch die sogenannten **“Busse”** hergestellt. In unserem einfachen Mikrocomputersystem (8 Bit) gibt es drei Busse:

Daten-Bus: 8 Leitungen, auf denen die Daten zwischen CPU und Speicher bzw. Ein-/Ausgabeeinheiten in beiden Richtungen übertragen werden.

Adressen-Bus: 16 Leitungen zur Übertragung von Adressen von der CPU an den Speicher und die Ein-/Ausgabeeinheit.

Steuer-Bus: Eine Anzahl von Leitungen, die zur Übertragung der Steuersignale von der CPU an den Speicher und Ein-/Ausgabeeinheiten dienen und daher diesen mitteilen, welche Art von Operation (Kommunikation) gerade durchgeführt wird.

Dies sollte zur Einführung genügen. Zum erfolgreichen Arbeiten mit dem Experimentiergerät sollten Sie sich die folgenden wichtigsten Systemgrößen sehr gut merken.

8.3.3 Wichtige Systemdaten

Stromversorgung: Vom Netzgerät wird eine Gleichspannung von 5 V über das USB Kabel zum Betrieb des FPGAs geliefert.

Adressen:

Speicheradressen:	0000 bis 0FFF = 4 KiB
Ausgabe LED Matrix:	00 (X-Register)
Ausgabe LED Matrix:	01 (R-Register)
Digital-Analog-Wandler:	04 (DAC)
Analog-Digital-Konverter:	05 (ADC konfigurieren)
Eingabe Register:	00 (A-Register)
Eingabe Register:	01 (B-Register)
Eingabe Register:	02 (C-Register)
Eingabe ADC:	05 (ADC auslesen)

Taktfrequenz: 24 MHz

Systeme:

- 0: Addierer/Subtrahierer
- 1: Kodierte ALU
- 2: Akkumulator
- 3: 8 Bit-Rechner mit 8080 Befehlen

8.4 Die Bedienung des Experimentiergerätes

8.4.1 Einschalten

Das Experimentiergerät wird durch das Anlegen der Versorgungsspannung eingeschaltet indem das Netzteil mit dem USB-Stecker verbunden und eingeschaltet wird.

Liegt die korrekte Versorgungsspannung an, so leuchtet eine LED am unteren linken Rand der Versuchsplatine. Das erfolgreiche Laden der Konfiguration des FPGAs wird durch das Aufleuchten einer LED am FPGA Socketboard, sowie durch das Hex Display angezeigt, welches auf 00 springt. Nun ist die Voraus-

setzung für ein erfolgreiches Arbeiten mit dem Mikrocomputer gegeben.

8.4.2 Wahl des Systemprogramms

Das Experimentiergerät versetzt Sie in die Lagen komplexe logische Schaltungen verstehen zu lernen und die Zusammenarbeit verschiedener Logikkomponenten bis hin zur kompletten CPU begreifen zu können. Dazu wurden die einzelnen Komponenten im FPGA implementiert und durch verschiedene Systeme dem Nutzer zur Verfügung gestellt.

Beim Starten der Platine befindet es sich automatisch in Systemprogramm 0, was dem Addier-Subtrahierer entspricht. Durch Drücken des SYS/RST Tasters wird das System Register ausgewählt. Nun kann das neue System durch das Anlegen der entsprechenden Werte an der 8 Bit Tastenleiste für das Systemprogramm ausgewählt werden. Der Wert des Systemregisters wird auch, solange es selektiert ist, an dem Hex-Display angezeigt.

Sollten Komplikationen beim Start, oder während des Betriebs auftreten, dann kann das gesamte System durch vorsichtiges drücken des Reset Schalters oberhalb des USB-Anschlusses neu gestartet werden. Dieser Reset bewirkt auch das Neuladen der FPGA Firmware, weshalb alle Eingaben gelöscht werden!

Wir wollen uns nun mit den verschiedenen Systemen beschäftigen.

8.5 Systemprogramme und Versuche dazu

Die im FPGA implementierten Systeme ermöglichen es, einen einfachen Addierer-Subtrahierer schrittweise mit anderen Komponenten so zu ergänzen, dass letztlich daraus ein vollwertiger Mikrocomputer entsteht. Mit Hilfe des SYS/RST Schalter ist es möglich, 4 verschiedene Systemprogramme zu starten.

8.5.1 Addier-Subtrahierwerk

Schaltet man gemäß Abb. 8.4 einem gewöhnlichen Ripple-Carry-Addierer verschiedene Gatter vor, so können damit viele weitere Funktionen ausgeführt werden. Die in Abb. 8.4 dargestellte Schaltung ermöglicht u. a. auch die Subtraktion von Dualzahlen und wird deshalb auch als **Addier-Subtrahierwerk** bezeichnet. Die so entstandene Schaltung enthält 5 Steuereingänge S_0 bis S_4 , die es ermöglichen, die A- und B-Eingänge auf die unterschiedlichste Art miteinander zu verknüpfen. In Tab. 8.1 sind alle möglichen Eingangskombinationen mit den dazugehörigen Ausgangsfunktionen dargestellt.

Das soeben besprochene Rechenwerk ist in **System 0** in dem FPGA Ihres Experimentiergerätes nachgebaut. Dies bedeutet keinesfalls, dass diese Schaltung im Gerät existiert, sondern nur das der FPGA diese Schaltung nachahmt. Dazu muss er in die Lage versetzt werden, die benötigten Eingangsgrößen zu lesen. Er bedient sich dazu der internen Register, welche die an der LED Matrix eingegebenen Werte in den Registern A und B für die Eingänge und C für das Steuerwort speichert. Das Ergebnis wird dann in ein Ausgaberegister geschrieben, was auf der LED Matrix in dem R -Registern erscheint. Zusätzlich wird noch das Carry Flag als erstes Bit (Bit 0) in dem Flags-Register angezeigt.

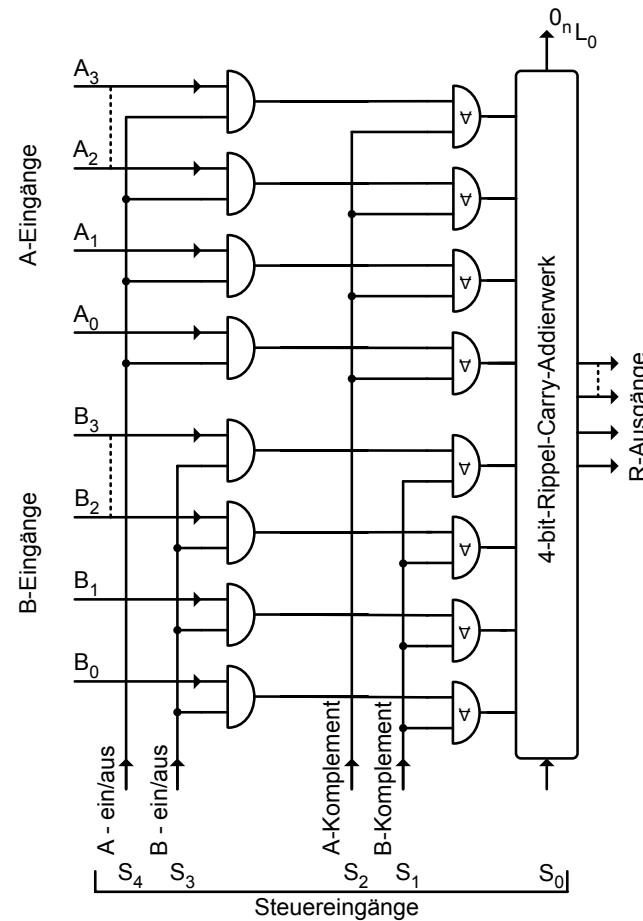
Um mit dem Experimentiergerät vertraut zu werden, sollen Sie sich einmal mit **System 0** beschäftigen. Falls das System sich noch nicht in diesem Modus befindet, setzen Sie das Sys-Register auf 0.

Versuchsaufgabe 1

Überprüfen Sie anhand weniger Beispiele die Gültigkeit der Funktionstabelle 8.1 und dokumentieren Sie Ihre Schritte. Beachten Sie, daß die Bits 5, 6 und 7 im Register C für das Steuerwort nicht ausgewertet werden.

S_4	S_3	S_2	S_1	S_0	Ausgangsfunktion
0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	-1
0	0	0	1	1	0
0	0	1	0	0	-1
0	0	1	0	1	0
0	0	1	1	0	-2
0	0	1	1	1	-1
0	1	0	0	0	B
0	1	0	0	1	$B+1$
0	1	0	1	0	$-B-1 = \bar{B}$
0	1	0	1	1	$-B$
0	1	1	0	0	$B-1$
0	1	1	0	1	B
0	1	1	1	0	$-B-2$
0	1	1	1	1	$-B-1 = \bar{B}$
1	0	0	0	0	A
1	0	0	0	1	$A+1$
1	0	0	1	0	$A-1$
1	0	0	1	1	A
1	0	1	0	0	$-A-1 = \bar{A}$
1	0	1	0	1	-A
1	0	1	1	0	$-A-2$
1	0	1	1	1	$-A-1 = \bar{A}$
1	1	0	0	0	$A+B$
1	1	0	0	1	$A+B+1$
1	1	0	1	0	$A-B-1$
1	1	0	1	1	A-B
1	1	1	0	0	$B-A-1$
1	1	1	0	1	B-A
1	1	1	1	0	$-A-B-2$
1	1	1	1	1	$-A-B-1$

Tabelle 8.1: Steuerung des Addier-Subtrahierwerkes



k8seite7io

Abb. 8.4: 8-Bit-Addier-Subtrahierwerk

8.5.2 Arithmetic Logic Unit (ALU)

Da alle Mikroprozessoren nicht nur arithmetische, sondern auch logische Verknüpfungen ausführen können, muss die vorherige Schaltung erweitert werden. Man erhält dann eine **arithmetische-logische-Einheit**, kurz **ALU** genannt, siehe

Abb. 8.5. Sie ermöglicht die logischen Verknüpfungen AND, OR und Exklusiv-OR zusätzlich zu den arithmetischen Funktionen von Tab. 8.1.

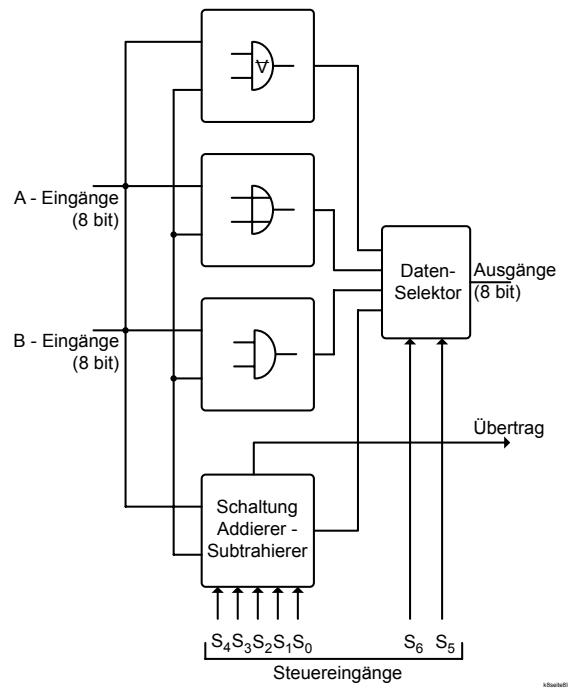


Abb. 8.5: Arithmetic-Logic-Unit (ALU)

Die Funktion der Schaltung ist sehr einfach einzusehen. Mit Hilfe eines Datenselektors, der nichts anderes ist, als ein Schalter, werden über die Steuereingänge S_5 und S_6 wahlweise die 8-Bit-Werte der AND-, Exklusiv-OR-Verknüpfung oder der Ausgang des Addierer-Subtrahierwerkes zum Ausgang geschaltet. Zur Bedienung der Schaltung benötigt man ein 7-Bit-Steuerwort. Im Prinzip könnte man mit 7 Bit 128 Funktionen bilden, die von der Schaltung gar nicht alle geliefert werden können. Schon die Schaltung, die von System 0 simuliert wird, enthielt Redundanzen und unbedeutende Funktionen, z. B. $-A - B - 2$ usw.. Sucht

C_3	C_2	C_1	C_0	Funktion
0	0	0	0	A
0	0	0	1	$\bar{1}$
0	0	1	0	\bar{A}
0	0	1	1	B
0	1	0	0	0
0	1	0	1	$A+1$
0	1	1	0	$A-1$
0	1	1	1	$A+B$
1	0	0	0	$A-B$
1	0	0	1	$A \wedge B$
1	0	1	0	$A \vee B$
1	0	1	1	$A \bar{V} B$
1	1	0	0	-1
1	1	0	1	
1	1	1	0	
1	1	1	1	

Tabelle 8.2: Funktionen und Steuerung der ALU

man sich aus den möglichen Funktionen die sinnvollen heraus, so kommt man zu den 13 Funktionen von Tab. 8.2, die man mit einem 4-Bit-Steuerwort selektieren kann.

Um die "alte" Schaltung nach Abb. 8.5 weiterhin benutzen zu können, und trotzdem nur diese 13 Funktionen zu erhalten, müssen die Steuerworte umkodiert werden. Dazu dient ein ROM, mit dessen Hilfe es nun möglich ist, die Schaltung mit einem 4-Bit-Steuerwort sinnvoll zu betreiben. Die Funktion der Schaltung ist aus Tab. 8.2 ersichtlich, die Schaltung selbst ist in Abb. 8.6 dargestellt.

Um diese Schaltung verwenden zu können, müssen Sie Ihren Rechner auf **System 1** einstellen. Verfahren Sie dabei nach dem von System 0 her bekannten Verfahren. Die A - und B -Register entsprechen wiederum den A - und B -Eingängen, das Steuerwort wird in dem C -Register eingestellt. Das Ergebnis erscheint wie-

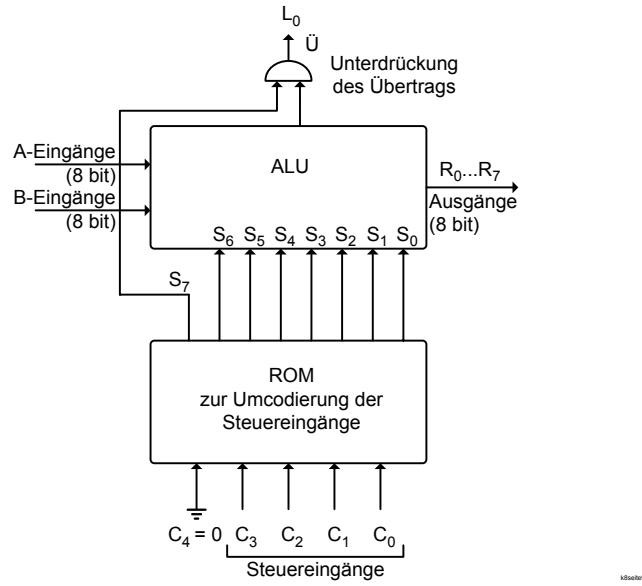


Abb. 8.6: ALU mit Steuer-ROM

der in dem *R*-Register der LED Matrix und der Übertrag wird durch das erste Bit (Bit 0) des Flags-Registers dargestellt.

Versuchsaufgabe 2

Stellen Sie Ihren Rechner auf System 1 ein.

- Überprüfen Sie mit $A = 01111010$ und $B = 10000111$ die Funktion der Schaltung und dokumentieren Sie ihre Schritte.
- Erklären Sie den Grund für die Existenz des 8ten Bits (S_7) am ROM-Ausgang zur Unterdrückung des Übertrages nach Abb. 8.6. Überlegen Sie dazu, wann ein Übertrag sinnvoll ist, und wozu man ihn verwendet.

8.5.3 Akkumulator

Ergänzt man die Schaltung von Abb. 8.6 durch Verwendung eines **Registers** (Speicher 8 Bit) und eines **Flag** (1-Bit-Speicher), so erhält man eine Schaltung nach Abb. 8.7.

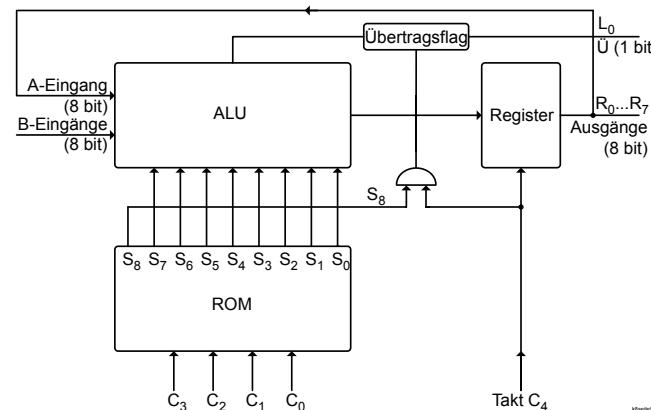


Abb. 8.7: Akkumulator

Mit Hilfe des **Registers** ist es nun möglich, die Ergebnisse der ALU zwischenspeichern. Der Ausgang der ALU dient als Eingang des Registers, steuert also im Gegensatz zu Abb. 8.6 nicht mehr unmittelbar die Ausgabezeile der LED Matrix an. Mit Hilfe des Takt-Schalters *CLK* kann der Ausgang der ALU ins Register übernommen werden, also zwischengespeichert werden. Dazu muss er kurz auf "1" geschaltet werden (getakteter Betrieb). Der alte Registerinhalt wird dabei überschrieben. Am Registerausgang steht der Registerinhalt zur Verfügung. Er wird an in dem *R*-Register der LED Matrix angezeigt und steht zusätzlich der ALU als Eingangsgröße zur Verfügung und kann mit den B-Größen verknüpft werden. Das Register dient also nicht nur der Zwischenspeicherung der Daten, sondern ersetzt die A-Schaltergruppe von Abb. 8.6 (Rückkopplung Registerausgang - ALU-Eingang).

Damit ein möglicher Übertrag nicht nur kurzzeitig erscheint,

wird er in einem **Flag** gespeichert. Ob das Flag getaktet wird oder nicht, wird von einen zusätzlichen Bit im ROM bestimmt (UND-Funktion). Das ist notwendig, damit ein Übertrag nur bei sinnvollen Operationen gespeichert wird (z. B. nur arithmetische). Man kann das ROM als Befehlsdekomplizierer und Steuerwerk gleichzeitig ansehen. Im Weiteren wird die gesamte Schaltung nach Abb. 8.7 mit Akkumulator bezeichnet.

Die Funktionen, die mit diesem Akkumulator ausgeführt werden können, lassen sich aus Tabelle 8.2 ableiten (Akku = A.): In Tab. 8.3 sind die Funktionen der Schaltung nach Abb. 8.7 unter Berücksichtigung der Rückkopplung (Registerausgang – ALU-Eingang) dargestellt. Die in der Spalte "Abkürzung" (Abk.) verwendeten Ausdrücke sind allgemein gebräuchlich und von englischen Bezeichnungen abgeleitet. Aus der Spalte "Übertrags-Flag" (Ü-Flag) kann entnommen werden, ob das Flag getaktet wird oder nicht. In vielen Mikroprozessoren wird dieses Flag auch bei logischen Operationen getaktet. Da hierbei aber normalerweise kein Übertrag entsteht, wird das Flag gelöscht. Die Schaltung nach Abb. 8.7 wurde in **System 2** implementiert.

Folgendes **Beispiel** zeigt, wie **System 2** arbeitet. Die Hexadezimalzahlen 15 und 33 sollen addiert werden. System 2 sei bereits eingeschaltet.

1. 15 an dem *B*-Register einstellen.
2. LDA (Lade den Zustand der *B*-Schalter in den Akku) d. h. mit C_3 bis C_0 0011 einzustellen. Dieser Befehl bewirkt, dass der Zustand des *B*-Registers am Eingang des Akkumulators bereit steht, um mit dem nächsten Takt übernommen zu werden.
3. Mit einem Takt (Schalter *CLK*) Inhalt des *B*-Registers in den Akku laden. Nun wird *B* an dem *R*-Register der LED Matrix angezeigt. Die gleiche Information liegt über die Rückkopplung am *A*-Eingang der ALU und kann mit einem Steuerbefehl nach Tab. 8.3 verarbeitet werden.
4. 33 an dem *B*-Register einstellen.

C_3	C_2	C_1	C_0	Abk.	Funktion	Ü-Flag
0	0	0	0	NOP	Keine Operation	ja
0	0	0	1	SP1	Setze A. = 1	ja
0	0	1	0	CMA	Komplementiere A.	nein
0	0	1	1	LDA	Lade B in A.	nein
0	1	0	0	CLA	Lösche A.	nein
0	1	0	1	INC	Inkrementiere A.	ja
0	1	1	0	DEC	Dekrementiere A.	ja
0	1	1	1	ADD	Addiere B in A.	ja
1	0	0	0	SUB	Subtrahiere B von A.	ja
1	0	0	1	AND	A. AND B in A.	ja
1	0	1	0	IOR	A. OR B in A.	ja
1	0	1	1	XOR	A. XOR B	ja
1	1	0	0	SM1	Setze A. = -1	ja
1	1	0	1	-	-	nein
1	1	1	0	-	-	nein
1	1	1	1	-	-	nein

Tabelle 8.3: Funktionen und Steuerung des Akkumulators

5. Steuerbefehl: Mit C_3 bis C_0 = 0111 den Befehl ADD wählen.
6. Mit *CLK* takten.
7. Ergebnis am *R*-Register ablesen.

Versuchsaufgabe 3

- a) Führen Sie die Subtraktion der (Vorzeichen-freien, positiven 8-Bit-) Hexadezimalzahlen $B1_{16} - 18_{16}$ aus. Ist die Rechnung auch dann noch korrekt, wenn man die Zahlen als vorzeichenbehaftete 8-Bit-Zahlen in Zweierkomplementdarstellung interpretiert?
- b) Dokumentieren Sie Ihre Vorgehensweise und erklären Sie den Datenfluss im Schaltbild nach Abb. 8.7 ähnlich wie im Beispiel.

- c) Berechnen Sie $22_{16} - 08_{16} + 1_{16} + 10_{16}$ und dokumentieren Sie Ihre Schritte.

8.5.4 Prozessor und Computer

Mit Hilfe der soeben getesteten Schaltung können durch die Auswahl geeigneter Steuerkombinationsfolgen sehr komplizierte Ausdrücke errechnet werden. Eine solche Steuerkombination wird als **Prozessorebefehl** und eine sinnvolle Folge davon als **Computerprogramm** bezeichnet.

Um eine solche Schaltung im Rechner einsetzen zu können, muss die Möglichkeit vorhanden sein, Zwischenergebnisse abzuspeichern und sie später zurückzuholen. Dies wird mit Hilfe eines Schreib-Lesespeichers (**RAM**) nach Abb. 8.8 erreicht. Bei dieser Anordnung werden die B-Eingänge über einen Datenselektor gesteuert. Mit dem Datenselektor werden entweder die B-Eingänge oder die Ausgänge des Datenspeichers durchgeschaltet. Die Akkumulatorausgänge gehen nicht nur nach außen, sondern auch zu den Eingängen des Datenspeichers. Dadurch ist es möglich, den Akku-Inhalt in den Datenspeicher oder auch Daten vom Speicher über den Datenselektor in den Akkumulator zu laden. Zur Takt- und Datensteuerung wird das ROM um weitere 2 Bit erweitert. Um mit dieser Schaltung arbeiten zu können, muss man wieder nacheinander manuell Befehlworte eingeben und takten.

Der nächste Schritt zur Entwicklung eines vollständigen Rechners ist, die Steuermusterfolge in einem Programmspeicher abzuspeichern. Damit ist letztlich ein automatischer Betrieb möglich (siehe Abb. 8.9).

Die abzuarbeitende Folge von Steuerworten oder Befehlen wird zunächst in den Programmspeicher geladen. Dabei ist natürlich die Reihenfolge der einzelnen Befehle wichtig. Die Befehle werden deshalb im Programmspeicher an aufeinanderfolgenden Adressen gespeichert. Wenn dann über einen Zähler die Programmspeicheradressen automatisch hochgezählt werden, erscheinen die Befehle in der richtigen Reihenfolge und können nacheinander ausgeführt werden.

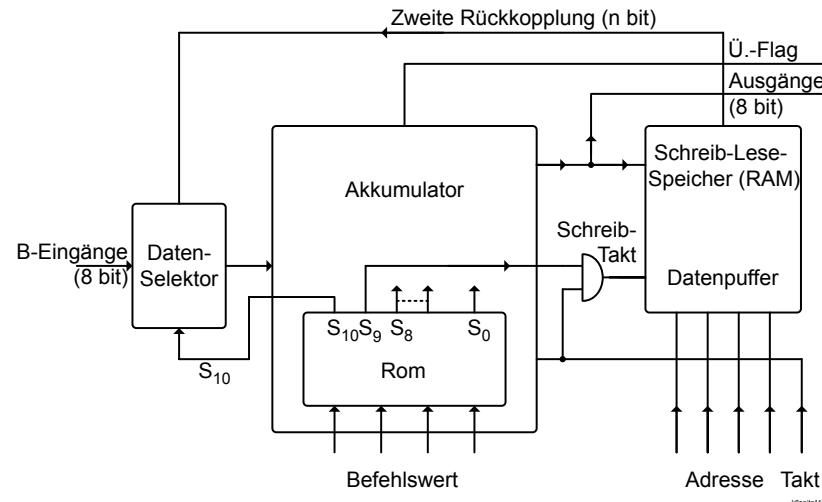
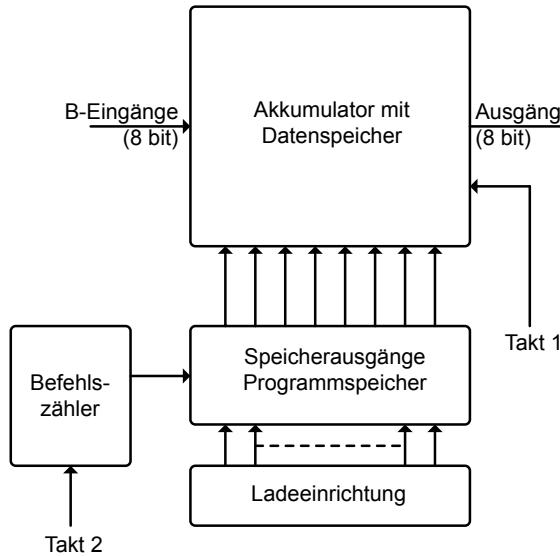


Abb. 8.8: Akkumulator plus Datenspeicher

Bevor man allerdings ein solches System benutzen kann, muss das Programm zunächst in den Programmspeicher geladen werden. Obwohl einige Mikroprozessoren getrennte Daten- und Programmspeicher enthalten, wird normalerweise nur ein gemeinsamer Speicher für beide Zwecke benutzt, d. h. der Mikroprozessor hat einen gemeinsamen Adress- und Datenraum. Der Speicher selbst kann intern als gemischtes ROM und RAM verwirklicht werden. Damit der Rechner anhält, wenn das Programm abgearbeitet worden ist, muss am Ende eines Programms ein HALT-Befehl den Ablauf stoppen. Ohne diesen Befehl hätte das Programm kein Ende.

Versuchsaufgabe 4

Versuchen Sie die prinzipielle Wirkungsweise der Schaltungen nach Abbn. 8.8 und 8.9 zu verstehen. Beschreiben Sie den Sinn und Zweck für die besprochenen Erweiterungen.



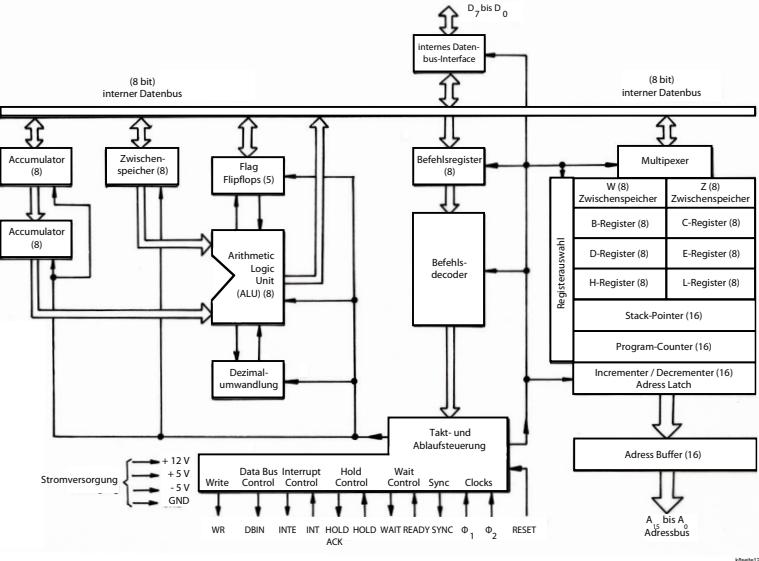
Hinweis: Das Verständnis der bisher behandelten Sachgebiete ist Grundlage zum Verständnis einer CPU.

8.6 Der 8-Bit-Rechner 8080 mit Befehlen

8.6.1 Der Mikroprozessor 8080

Der 8080 stellt eine vollständige CPU zum Einsatz in Digitalrechnern dar. Auf einem 8-Bit-Zweiweg-Tristate-Datenbus überträgt er Daten und Informationen über seinen Zustand. Über einen 16-Bit-Adressbus kann er einen Speicherbereich von 64 K adressieren. Zusätzlich zum Daten- und Adressbus besitzt der 8080 verschiedene Ausgänge, mit deren Hilfe er Speicher und periphere Geräte steuern kann. In Abb. 8.10 ist das Blockschaltbild des 8080 zu sehen.

Man kann dieses Schaltbild in **4 verschiedene Funktionsblöcke** aufteilen:



1. ALU + AKKU + Hilfsakkumulator + Zwischenspeicher + Flag-Flipflops
2. Befehlsregister, Decoder und Ablaufsteuerung
3. Registerfeld
4. Daten- und Adressbus-Puffer.

Das Zusammenspiel dieser Blöcke sollte Ihnen aus den vorigen Versuchen bekannt sein.

In diesem Versuchsteil werden Sie über **System 3** direkt mit dem Mikroprozessor und seinen Komponenten arbeiten. Ein Terminalprogramm hilft Ihnen den Speicher des Prozessors über die angeschlossene Tastatur und Monitor zu programmieren. Dabei sind einige Dinge zu beachten:

1. Die Programmdaten werden in hexadezimal Code auf der Tastatur geschrieben.

2. Der hexadezimale Code wird zeilenweise von links nach rechts eingeben.
3. Es können maximal 16 Hex-Codes pro Zeile eingeben werden.
4. Achten Sie bei Sprungbefehlen auf die Adresse innerhalb dieser Eingabematrix.

Mit dem Terminal werden Sie in die Lage versetzt, direkten Zugriff auf die ersten Speicherbereiche des Prozessors zu erlangen. Sie können nun zur Programmgestaltung die 8080-Befehle aus Tab. 8.4 - 8.7 benutzen. Eine interne Logik des FPGAs wandelt nun die von Ihnen eingegebenen hexadezimalen Befehle in binäre Daten um und schreibt sie zur Ausführung in den CPU Speicher.

8.6.2 Die Handhabung des Terminalprogrammes

Vorbereitung:

- Überprüfen, ob Monitor und Tastatur korrekt angeschlossen sind.
- Sys-Register auf 3 stellen.
- Auf dem Monitor sollte das Textinterface erscheinen
- Schreiben Sie Ihren Programmcode auf der Tastatur.
- Durch Drücken von *F7* wird der von Ihnen geschriebene hexadezimal Code in den Speicher der CPU transferiert und ausgeführt.
- Mit *F8* können Sie wieder zurück zum Terminal gelangen und den Code modifizieren.

Darüber hinaus bietet Ihnen dieser Systemmodus noch die folgenden Möglichkeiten an:

- Der Programm Counter (PC) wird in dem *P*-Register der LED Matrix angezeigt und die Flags in dem Flag Register.
- Durch drücken von *F9* im Terminalmode können Sie jeden Befehl einzeln ausführen lassen.

Hinweis: Der Cursor des Terminals befindet sich im "overtype modus", also nachfolgender Text wird überschrieben. Außerdem bleibt beim (versehentlichen) Wechseln des Systemmodus das geschriebene Programm erhalten. Lediglich ein Systemreset löscht den Programm- und Textspeicher.

8.6.3 Umgang mit System 3

Das Laden von 8-Bit Worten ins RAM

Der RAM-Bereich überdeckt einen Adressraum von 0000 bis 0FFF, also 4 KiB Speicher stehen zur Verfügung. Will man Daten ins RAM laden, so muss man den Ort, also ihre Adresse, an der sie abgespeichert werden sollen, eingeben. Im Terminalmodus werden dazu jeweils zwei Zeichen aus dem hexadezimalen Bereich zu einem Byte verbunden und fortlaufend, mit der Adresse Null beginnend, in den CPU Speicher geschrieben. Um z. B. für Sprungbefehle die absolute Adresse zu ermitteln zählen Sie einfach die eingegebenen Zeichenpaare.

Als kleines Übungsbeispiel wollen wir nun ein Programm laden und seine Funktion mit Hilfe des DAC und eines Oszilloskop überprüfen.

Erzeugung eines Sägezahns

Dies kann mit Hilfe des folgenden Programms und eines Digital-Analogwandlers bewerkstelligt werden, was über das X-Register angesprochen wird.

	Assembler Code	rel. Adresse	Daten
	MVI A,0	00	3E
		01	00
F1:	INR A	02	3C
	OUT 04	03	D3
		04	04
	JMP F1	05	C3
		06	02
		07	00

8.6.4 Versuchsaufgabe 5

- a) Laden Sie das obige Programm in den Arbeitsspeicher mit der Anfangsadresse 0000 und überprüfen Sie seine Funktion mit Hilfe des DAC und des Oszilloskop.
- b) Welche Periodendauer hat der Sägezahn?
- c) Beschreiben Sie die Funktionen des Programmes.
- d) Ändern Sie das Programm so, dass die Möglichkeit besteht, über die B-Register die Periodendauer variabel zu verlängern.
- e) Versuchen sie nun mit Hilfe des DACs ein anderes Signal, wie z. B. ein Dreieck- oder Rechtecksignal zu erzeugen. Lassen Sie dabei Ihrer Phantasie freien Lauf.
- f) Überlegen Sie sich ein Programm, welches in der Lage ist zu erkennen, ob das 4te Bit des B-Registers gesetzt ist. Ist das 4te Bit gesetzt (also '1'), so soll das gesamte X-Register der LED Matrix aufleuchten.
- g) Schreiben Sie ein Programm zur Multiplikation zweier 8-Bit-Zahlen. Der Multiplikand und der Multiplikator sollen an den A- und B-Registern eingegeben werden. Das Ergebnis (16 Bit) soll von zwei Registern der LED Matrix (X und R) angezeigt werden. Hinweis: Nutzen Sie die Doppelgenauigkeits-Arithmetikbefehle.
- h) Optional: Passen Sie das Rechtecksignal Programm so an, das sowohl Periode als auch Amplitude über die LED Matrix Register an A und B einstellbar sind.

	Maschinen- code	Hex- Code	Mnemonische Abkürzung			Flags N Z H P C	Bytes	Zyklen
Einzel- genauig- keits- Daten- transfer- befehle	01dddsss		MOV r1, r2	Move register to register	(sss) → ddd	Flags unbeein- flusst	1	5
	01ddd110		MOV r, M	Move from memory	(@ HL) → ddd		1	7
	01110sss		MOV M, r	Move to memory	(sss) → @ HL		1	7
	00ddd110		MVI r	Move immediate to register	(2. Byte) → ddd		2	7
	00110110	3 6	MVI M	Move immediate to memory	(2. Byte) → @ HL		2	10
	00110010	3 2	STA adr	Store accumulator	(A) → (3.u.2. Byte)		3	13
	00111010	3 A	LDA adr	Load accumulator	((3.u.2. Byte)) → A		3	13
	00000010	0 2	STAX B	Store accumulator	(A) → @ BC		1	7
	00010010	1 2	STAX D	Store accumulator indexed	(A) → @ DE		1	7
	00001010	0 A	LDAX B	Load accumulator	(@ BC) → A		1	7
	00011010	1 A	LDAX D	Load accumulator indexed	(@ DE) → A		1	7
Doppel- genauig- keits- Daten- transfer- befehle	00000001	0 1	LXI B	load register pair immediate	(2. Byte) → C; (3. Byte) → B	Flags unbeein- flusst	3	10
	00010001	1 1	LXI D		(2. Byte) → E; (3. Byte) → D		3	10
	00100001	2 1	LXI H		(2. Byte) → L; (3. Byte) → H		3	10
	00100010	2 2	SHLD	Store H and L direct	(L) → ((3.u.2. Byte)) (H) → ((3.u.2. Byte + 1))		3	16
	00101010	2 A	LHLD	Load H and L direct	((3.u.2. Byte)) → L (3.u.2. Byte + 1)) → H		3	16
	11101011	E B	XCHG	Exchange HL and DE	(HL) ↔ (DE)		1	4
Ein-/Aus- gabe-Befehle	11011011	D B	IN	Input	(Eingabekanal im 2. Byte) → A	Flags unbe- einflusst	2	10
	11010011	D 3	OUT	Output	(A) → Ausgabekanal im 2. Byte		2	10
Einzel- genauig- keits- arith- metik- tab- elle	10000sss		ADD r	Add register	(A) + (sss) → A	alle Flags werden entsprechend den Ergeb- nissen gesetzt	1	4
	10000110	8 6	ADD M	Add memory	(A) + (@ HL) → A		1	7
	11000110	C 6	ADI	Add immediate	(A) + (2. Byte) → A		2	7
	10001sss		ADC r	Add register with carry	(A) + (sss) + (C) → A		1	4
	10001110	8 E	ADC M	Add memory with carry	(A) + (@ HL) + (C) → A		1	7
	11001110	C E	ACI	Add immediate with carry	(A) + (2. Byte) + (C) → A		2	7
	10010sss		SUB r	Subtract register	(A) - (sss) → A		1	4
	10010110	9 6	SUB M	Subtract memory	(A) - (@ HL) → A		1	7
	11010110	D 6	SUI	Subtract immediate	(A) - (2. Byte) → A		2	7
	10011sss		SBB r	Sub. reg. with borrow	(A) - (sss) - (C) → A		1	4
	10011110	9 E	SBB M	Sub. mem. with borrow	(A) - (@ HL) - (C) → A		1	7
	11011110	D E	SBI	Sub. imm. with borrow	(A) - (2. Byte) - (C) → A		2	7
	10111sss		CMP r	Compare register	(A) - (sss) setzt Flags		1	4
	10111110	B E	CMP M	Compare memory	(A) - (@ HL) setzt Flags		1	7
	11111110	F E	CPI	Compare immediate	(A) - (2. Byte) setzt Flags		2	7

Tabelle 8.4: 8080-Mikroprozessor-Befehlssatz (1)

	Maschinen-code	Hex-Code	Mnemonische Abkürzung			Flags N Z H P C	Bytes	Zyklen
Doppelgenauigkeits und Dezimalarithmetikbefehle	00001001	0 9	DAD B	Double precision add	(HL) + (BC) → HL	- - - - x	1	10
	00011001	1 9	DAD D		(HL) + (DE) → HL	- - - - x	1	10
	00101001	2 9	DAD H		(HL) + (HL) → HL	- - - - x	1	10
	00111001	3 9	DAD SP		(HL) + (SP) → HL	- - - - x	1	10
	00100111	2 7	DAA		Decimal adjust Accu	x x x x x	1	4
Logische Befehle	10100sss		ANA r	AND accumulator	(A) ∧ (sss) → A	x x x x 0	1	4
	10110sss		ORA r	OR accumulator	(A) ∨ (sss) → A	x x 0 x 0	1	4
	10101sss		XRA r	EXCLUSIVE-OR accu	(A) $\bar{\vee}$ (sss) → A	x x 0 x 0	1	4
	10100110	A 6	ANA M	AND memory to accu	(A) ∧ (@HL) → A	x x x x 0	1	7
	10110110	B C	ORA M	OR memory to accu	(A) ∨ (@HL) → A	x x 0 x 0	1	7
	10101110	A E	XRA M	EXCL.-OR memory to accu	(A) $\bar{\vee}$ (@HL) → A	x x 0 x 0	1	7
	11100110	E 6	ANI	AND immediate	(A) ∧ (2.Byte) → A	x x 0 x 0	2	7
	11110110	F 6	ORI	OR immediate	(A) ∨ (2.Byte) → A	x x 0 x 0	2	7
	11101110	E E	XRI	EXCL.-OR immediate	(A) $\bar{\vee}$ (2.Byte) → A	x x 0 x 0	2	7
	00000111	0 7	RLC	Rotate left	(bit 7) → bit 0 und C	- - - - x	1	4
Rotier- und Verschiebefehle	00001111	0 F	RRC	Rotate right	(bit 0) → bit 7 und C	- - - - x	1	4
	00010111	1 7	RAL	Rotate left through C	(bit 7) → C; (C) → bit 0	- - - - x	1	4
	00011111	1 F	RAR	Rotate right through C	(bit 9) → C; (C) → bit 7	- - - - x	1	4
	00101001	2 9	DAD H	Double precision add HL to HL	linksschieben des Registerpaars H, L	- - - - x	1	10
	00ddd100		INR r	Increment register	(ddd) + 1 → ddd	x x x x -	1	5
Increment und Decrement Befehle	00ddd101		DCR r	Decrement register	(ddd) - 1 → ddd	x x x x -	1	5
	00110100	3 4	INR M	Increment memory	(@HL) + 1 → @HL	x x x x -	1	10
	00110101	3 5	DCR M	Decrement memory	(@HL) - 1 → @HL	x x x x -	1	10
	00000011	0 3	INX B	Increment	(BC) + 1 → BC	- - - - -	1	5
	00010011	1 3	INX D	Register	(DE) + 1 → DE	- - - - -	1	5
	00100011	2 3	INX H	pair	(HL) + 1 → HL	- - - - -	1	5
	00001011	0 B	DCX B	Decrement	(BC) - 1 → BC	- - - - -	1	5
	00011011	1 B	DCX D	Register	(DE) - 1 → DE	- - - - -	1	5
	00101011	2 B	DCX H	pair	(HL) - 1 → HL	- - - - -	1	5
	00110011	3 3	INX SP	Incr. Stack-Pointer	(SP) + 1 → SP	- - - - -	1	5
	00111011	3 B	DCX SP	Decr. Stack-Pointer	(SP) - 1 → SP	- - - - -	1	5

Tabelle 8.5: 8080-Mikroprozessor-Befehlssatz (2)

	Maschinen-code	Hex-Code	Mnemonische Abkürzung			Flags N Z H P C	Bytes	Zyklen
Sprungbefehle	11000011	C 3	JMP	Jump unconditionally	(3. und 2.Byte) → PC	Flags unbeeinflusst	3	10
	11000010	C 2	JNZ	Jump if not zero	Bei Z = 0		3	10
	11001010	C A	JZ	Jump if zero	Bei Z = 1 Adresse im		3	10
	11010010	D 2	JNC	Jump if carry not set	Bei C = 0 2.u.3. Byte		3	10
	11011010	D A	JC	Jump if carry set	Bei C = 1 wird in den		3	10
	11100010	E 2	JPO	Jump if parity odd	Bei P = 0 Programm-		3	10
	11101010	E A	JPE	Jump if parity even	Bei P = 1 zähler ge-		3	10
	11110010	F 2	JP	Jump if plus	Bei N = 0 bracht		3	10
	11111010	F A	JM	Jump if minus	Bei N = 1		3	10
	11101001	E 9	PCHL	Programm-Counter from HL	(HL) → PC		1	5
Unterprogrammauf-rufe und Rück-sprungbefehle	11001101	C D	CALL	Call unconditionally	(3. und 2.Byte) → PC	Flags unbeeinflusst	3	17
	11000100	C 4	CNZ	Call if not zero	Z = 0		3	11/17
	11001100	C C	CZ	Call if zero	Z = 1 (3.u.2.Byte)		3	11/17
	11010100	D 4	CNC	Call if carry not set	C = 0 in PC,		3	11/17
	11011100	D C	CC	Call if carry set	C = 1 Rücksprung-		3	11/17
	11100100	E 4	CPO	Call if parity odd	P = 0 Adresse		3	11/17
	11101100	E C	CPE	Call if parity even	P = 1 auf den		3	11/17
	11110100	F 4	CP	Call if plus	N = 0 Stack		3	11/17
	11111100	F C	CM	Call if minus	N = 1		3	11/17
	11001001	C 9	RET	Return unconditionally	Rückspr.adr. vom Stack → PC		1	10
	11000000	C 0	RNZ	Return if not zero	Z = 0 Rück-		1	5/11
	11001000	C 8	RZ	Return if zero	Z = 1 sprung-		1	5/11
	11010000	D 0	RNC	Return if carry not set	C = 0 Adresse		1	5/11
	11011000	D 8	RC	Return if carry set	C = 1 vom Stack		1	5/11
	11100000	E 0	RPO	Return if parity odd	P = 0 in den		1	5/11
	11101000	E 8	RPE	Return if parity even	P = 1 Programm-		1	5/11
	11110000	F 0	RP	Return if plus	N = 0 zähler		1	5/11
	11111000	F 8	RM	Return if minus	N = 1		1	5/11
Interruptbefehle	11111011	F B	EI	Enable interrupt	nach EI Interrupt möglich	Flags unbeeinflusst	1	4
	11110011	F 3	DI	Disable interrupt	nach DI Interrupt nicht möglich		1	4
	11aaa111		RST	Restart	(PC) → stack; aaa×8 → PC		1	11

Tabelle 8.6: 8080-Mikroprozessor-Befehlssatz (3)

	Maschinen-code	Hex-Code	Mnemonische Abkürzung			Flags N Z H P C	Bytes	Zyklen
Stack-Befehle	11000101	C 5	PUSH B	Push reg. pair BC	(BC) → Stack	- - - -	1	11
	11010101	D 5	PUSH D	Push reg. pair DE	(DE) → Stack	- - - -	1	11
	11100101	E 5	PUSH H	Push reg. pair HL	(HL) → Stack	- - - -	1	11
	11110101	F 5	PUSH PSW	Push progr. status word	(Accu, Flags) → Stack	- - - -	1	11
	11000001	C 1	POP B	Pop reg. pair BC	(Stack) → BC	- - - -	1	10
	11010001	D 1	POP D	Pop reg. pair DE	(Stack) → DE	- - - -	1	10
	11100001	E 1	POP H	Pop reg. pair HL	(Stack) → HL	- - - -	1	10
	11110001	F 1	POP PSW	Pop progr. status word	(Stack) → Accu, Flags	x x x x x	1	10
	00110001	3 1	LXI SP	Load immediate Stack-Pointer	(3.u.2. Byte) → SP	- - - -	3	10
	11111001	F 9	SPHL	Stack-Pointer from HL	(HL) → SP	- - - -	1	5
	00110011	3 3	INX SP	Incr. Stack-Pointer	(SP) + 1 → SP	- - - -	1	5
	00111011	3 B	DCX SP	Decr. Stack-Pointer	(SP) - 1 → SP	- - - -	1	5
	00111001	3 9	DAD SP	Double prec. add SP	(HL) + ((SP)) → HL	- - - x	1	10
	11100011	E 3	XTHL	Exchange HL with top of stack	(HL) ↔ ((SP)) (vertauschen)	- - - -	3	18
Sonstige Befehle	01110110	7 6	HLT	Halt			1	7
	00000000	0 0	NOP	No operation	keine Operation		1	4
	00101111	2 F	CMA	Complement accu	(\bar{A}) → A		1	4
	00110111	3 7	STC	Set carry	1 → C-Flag	- - - 1	1	4
	00111111	3 F	CMC	Complement carry	\bar{C} -Flag → C-Flag	- - - x	1	4

Tabelle 8.7: 8080-Mikroprozessor-Befehlssatz (4)

sss bzw. ddd	Bedeutung
000	Register B
001	Register C
010	Register D
011	Register E
100	Register H
101	Register L
110	Memory (nicht als sss und ddd verwenden!)
111	Accumulator

Abkürzung	Bedeutung
x	Flag wird beeinflusst
-	Flag wird nicht beeinflusst
(...)	Inhalt von ...
((...))	Inhalt von ... ist die Adresse, deren Inhalt verarbeitet wird
(@...)	in ... steht die Adresse, deren Inhalt verarbeitet wird

Tabelle 8.8: Registercodes und verwendete Abkürzungen