

Kurs Messtechnik 2019

Grundlagen-Ausbildung für Physikalaboranten

Bildungsplan Physikalaborantin EFZ / Physikalaborant EFZ

Grundelemente der Elektronik für Mess- und Steuerungsaufgaben erklären und anwenden

Handlungskompetenz 1.3 – Messtechnik einsetzen

1.3.1 Elektrische Messungen durchführen

Physikalaboranten messen elektrische Grössen und setzen dafür folgende elektronische Messgeräte und Bauteile nach betrieblichen Möglichkeiten ein:

- **Mess- und Hilfsgeräte:**
 - Multimeter und Kathodenstrahloszilloskop
 - Datenerfassungsgeräte und PC-Messkarten
 - Datalogger
- **Bauteile:**
 - Passive Bauteile
 - Bauteile, deren elektrische Eigenschaften von physikalischen Grössen abhängig sind
 - Optoelektronische Bauteile
 - Diskrete Halbleiter

Sie schützen Bauteile vor elektrostatischen Einflüssen mit den geeigneten Massnahmen (ESD-Schutz)

1.3.2 Versuchs- und Messaufbauten erstellen und betreiben

Physikalaboranten

- Erstellen und betreiben Versuchs- und Messaufbauten
- Verbinden korrekt elektronische Schaltungen und Geräte miteinander
- Führen Funktionsprüfungen und Fehlerbehebungen nach betrieblichen Möglichkeiten durch

Dabei setzen sie die Vorschriften zur Arbeitssicherheit und zum Schutz ihrer Gesundheit und der Umwelt gemäss Vorschriften und Vorgaben um.

Handlungskompetenz 3.5 – Elektronik für physikalische Problemstellungen nutzen

3.5.1 Elektronik einsetzen

Physikalaboranten planen und bauen elektronische Schaltungen auf. Sie wählen geeignete Komponenten entsprechend der Messaufgabe aus und setzen sie fachgerecht ein. Sie setzen elektronische Messgeräte fachgerecht ein.

Messtechnik v 12.1

1 Gleichrichter - Schaltungen

Benutze für folgende Versuche den PLL-Experimentiertrafo mit der Diode D1=1N4005 und dem Widerstand R1=560Ω/ 2W.

1.1 Einweggleichrichter

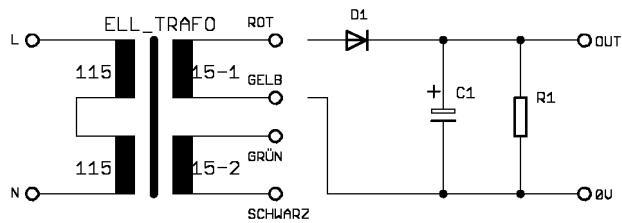


Abb. 1: Einweggleichrichter

Beobachte und zeichne/fotografiere das DSO-Bild

- ohne C1
- mit C1 = 500μF
- mit C1 = 1000μF

Beantworte folgende Fragen:

- Wie gross könnte die Ausgangsspannung sein für C1 = ∞
- Schätze die effektive Brummspannung (Brummfrequenz = 50 Hz)

- $$U_{\text{eff}}^{\text{Brumm}} \cong \frac{4,5 \cdot I[\text{mA}]}{C[\mu\text{F}]}$$

Faustformel für die Brummspannung bei einem Einweggleichrichter

1.2 Graetz- (Brücken) Gleichrichter

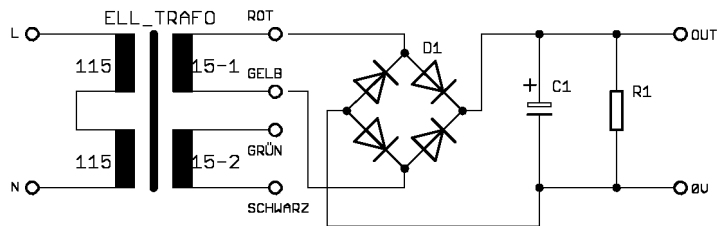


Abb. 2: Brückengleichrichter

Wiederhole alles unter Kapitel 1.1 gesagte mit dieser Schaltung

$$U_{\text{eff.}}^{\text{Brumm}} \cong \frac{2,1 \cdot I[\text{mA}]}{C[\mu\text{F}]}$$

Faustformel für Graetz-Brücken-Gleichrichter. Beachte: Brummfrequenz = 100 Hz

1.3 Version mit zwei gleichen Trafowicklungen und Graetz-Gleichrichter:

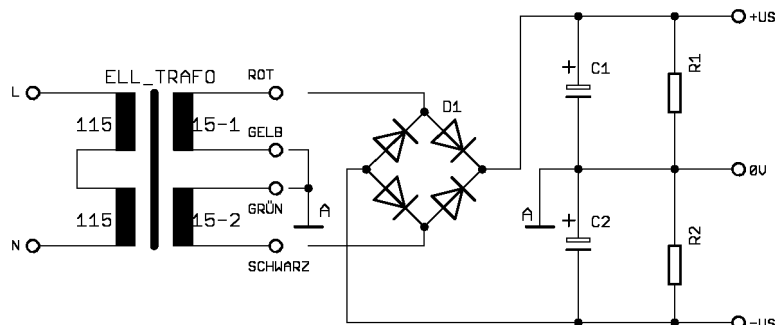


Abb. 3: Graetz-Gleichrichter

Die Geräte-Masse-Punkte (A-A) sind miteinander zu verbinden
Diese Gerätemasse wird normalerweise als Bezugspunkt für Spannungen in einem elektronischen Gerät verwendet.

Sie darf **nicht** mit der Schutzterde vom 230V-Netz verwechselt werden.
Sie kann jedoch bei Bedarf mit der Schutzterde verbunden sein.

1.4 Ausmessen eines einfachen Netzgerätes

Baue folgende Schaltung auf Lötstrips auf, benütze nur die eine Hälfte der Lötleiste dazu, die andere Hälfte benutzen wir in den nächsten Aufgaben.

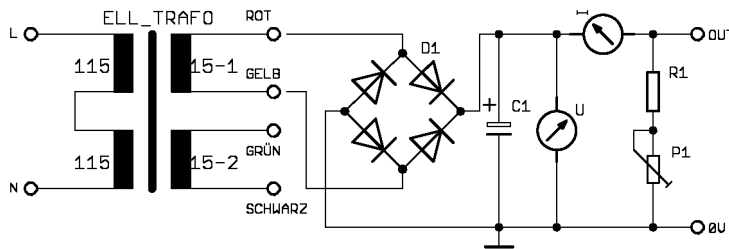


Abb. 4: Einfaches Netzgerät

Bauteile:

$C1 = 1000 \mu\text{F} / 40 \text{ V}$ oder mehr (V) $> \hat{U}_{R-S}$

B1 = Brückengleichrichter W04 (Elektroniklager, siehe Katalog)

P1 = Leistungspotentiometer, das eine Stromverstellung von 0..50..300 mA erlaubt oder mit festen Widerstandswerten (5) arbeiten.

TRF1 = Experimentiertrafo ELL

U - / I – Messgeräte: Digitalmultimeter

Messaufgabe „Netzgerät“

(achte auf den Maximalstrom von R_L)

- Messe U und U_{brumm} in Funktion von I. $U=f(I)$ und $U_{\text{brumm}}=f(I)$.
- Zeichne die Grafik dazu auf mm-Papier oder im Excel.
- Berechne die theoretischen Werte von U_{brumm} mit der Faustformel und trage diese auch in deine Grafik ein.
- Berechne aus den Messresultaten den Innenwiderstand R_i
- Erstelle ein vollständiges Protokoll.

2 Zener-Stabilisierung

Benütze die Graetz-Gleichrichterschaltung von der Gleichrichter-Aufgabe.

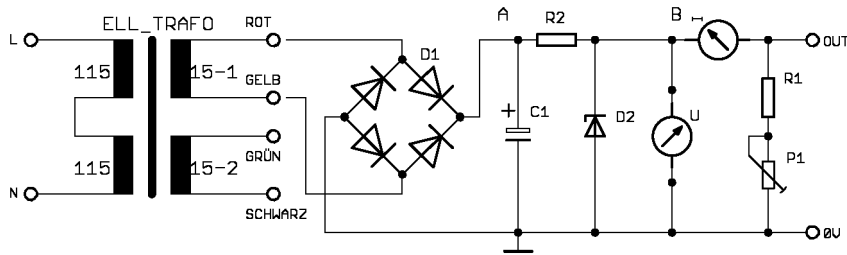


Abb. 5: Zener-Stabilisierung

Studiere nochmals die Charakteristik einer Zener-Diode

Benützte Bauteile: D1....., P1....., R1....., D2....., C1.....

Beachte: Bei Punkt **B** wird der Strom I_R in I_Z und I_L aufgeteilt

Der Trick der Zenerstabilisierung besteht darin, dass bei einer Zunahme des Laststromes I_L der Zenerstrom I_Z abnimmt; I_R bleibt unverändert; damit bleibt U_B konstant. Ähnliches gilt für eine Änderung von U_A (z.B. Netzschwankungen): Steigt U_A , so nimmt I_R zu, der Arbeitspunkt der Z-Diode rutscht auf einen höheren Wert von I_Z ; die Zener-Spannung ($=U_B$) bleibt dabei fast konstant. (siehe Charakteristik).

Messaufgabe „Zener-Stabilisierung“:

- Messe U_A und U_B in Funktion des Laststromes I_L und zeichne die entsprechende Kurven: $U_A = f(I_L)$ und $U_B = f(I_L)$ ins gleiche Diagramm auf mm-Papier oder mit Excel.
- Überzeuge dich, dass die Brummspannung am Punkt **B** kleiner als am Punkt **A** ist (warum?).
- Warum „bricht“ die Stabilisierung bei einem bestimmten Wert von I_L zusammen?
- Bei welchen I_L ist die Zener-Diode am meisten belastet?

Das Problem dieser Schaltung ist, dass nur relativ kleine Ströme bezogen werden können. Lasse diese Schaltung aufgebaut, sie wird in den nächsten Aufgaben erweitert.

Berechne für 5 Werte von I_L

I_L [mA]	$U_{T\ c-e} = U_A - U_D$ [V]	P_T [W]	P_{D1} [W]

P_T = im Transistor „verheizte Leistung“ = $(U_A - U_D) \cdot I_L$

P_{D1} = in der Zenerdiode „verheizte Leistung“, Annahme Basisstrom = 0, $P_{D1} = \dots\dots\dots$

Zeichne die Kurven P_T und P_{D1} in Funktion von I_L

Berechne

Aus I_L und U_A den inneren Widerstand des Teiles „Trafo + Gleichrichter“,
 aus I_L und U_D den inneren Widerstand des ganzen Gerätes (Formel ?)
 Vergleiche die beiden Zahlen.

Bestimmung des Stabilisierungsfaktors

Achtung dieser Versuch darf nur im Beisein des Ausbilders durchgeführt werden!!!

Wähle R_L so, dass $I_L \gg 250$ mA, messe jetzt U_D ; verringere (mit Regeltrafo) die Netzspannung um 10%, messe jetzt noch einmal U_D . Vergleiche die prozentuale Änderung der beiden Spannungen.

Berechne aus diesen Zahlen den **Stabilisierungsfaktor S**:

$$S = \frac{\% \text{Änderung Eingangsspannung}}{\% \text{Änderung Ausgangsspannung}}$$

Lese Literatur darüber.

Erkläre aufgrund deiner Resultate, warum diese Stabilisierungsschaltung der Zenerstabilisierung weit überlegen ist. (kurz, stichwortartig, prägnant)

Wodurch ist bei dieser Schaltung eine obere Grenze für I_L gesetzt?

2.2 Spannungsstabilisierung mittels Darlingtonschaltung

Wir ergänzen die vorhergehende Schaltung mit einem zweiten Emitterfolger, der zweite Transistor verstärkt den Strom des Ersten. Diese Schaltung nennt man Darlingtonschaltung, oder wenn sie in einem einzigen Transistorgehäuse realisiert ist, **Darlington-Transistor**

Faustregel:

Die Gesamt-Stromverstärkung ist das Produkt der einzelnen Stromverstärkungsfaktoren (\square)

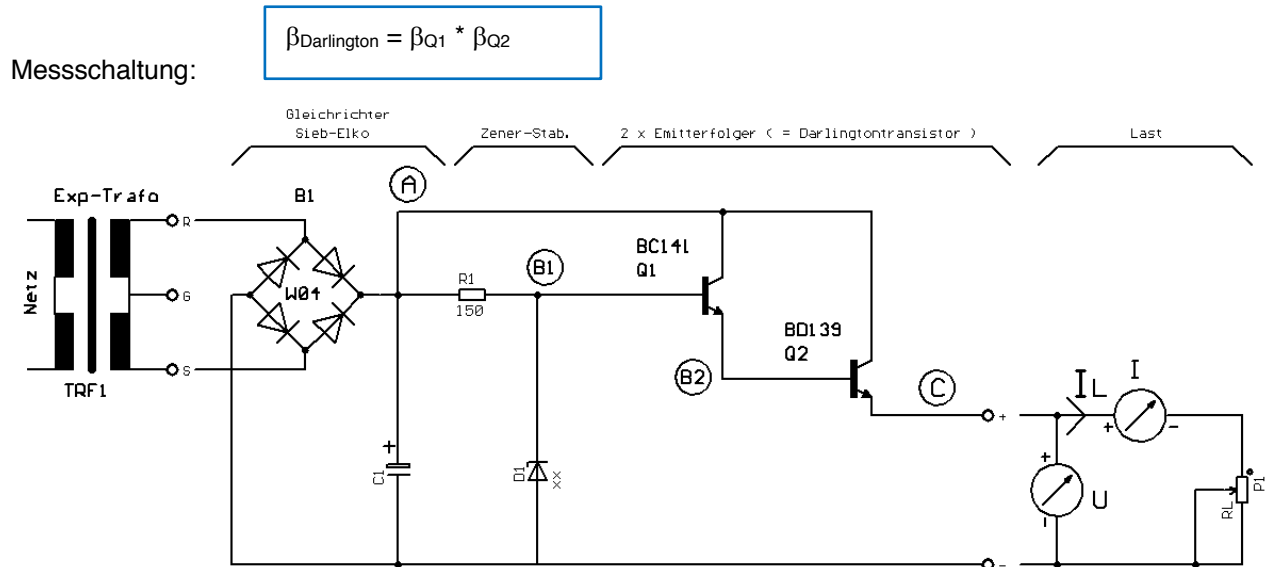


Abb. 7: Zener-Stabilisierung mit Darlington-Transistor

Zu verwendende Bauteile, aus vorhergehender Aufgabe

Verwendete Transistoren und dessen Daten (aus Katalog oder Transistortabelle herauslesen)

Typ	NPN / PNP	U_{CEmax}	I_{Cmax}	P_{Vmax}	β	f_T
BC 141 (Q1)						
BD 139 (Q2)						

Achtung der Transistor Q2 muss zur besseren Wärmeableitung auf einem Kühlkörper montiert werden.

3 Lineare Spannungsstabilisatoren

Ziel: Der Lernende kann **selbständig** ein stabilisiertes Netzgerät kleinerer bis mittlere Leistung entwerfen, dimensionieren und aufbauen.

Die obengenannten Bauteile sind integrierte Schaltungen, die uns den Bau von stabilisierten Netzgeräten vereinfachen und meistens zu einem besseren Resultat führen, als wenn wir es diskret aufbauen würden.

Wir wollen uns mit folgenden 4 verschiedenen Typen befassen:

- Fest eingestellte U-Stabilisatoren der Serie **78... 79..**; $I_{\max.} = 1 - 1.5A$
- Fest eingestellte U-Stabilisatoren der Serie **78L... 79L..**; $I_{\max.} = 100mA$
- einstellbare U-Stabilisatoren **LM 317, LM 337**, $I_{\max.} = 1.5 A$
- einstellbarer U-Stabilisator mit wählbarer integrierter Strombegrenzung **L 200**

Beispiel eines 12V Netzgerätes mit 7812

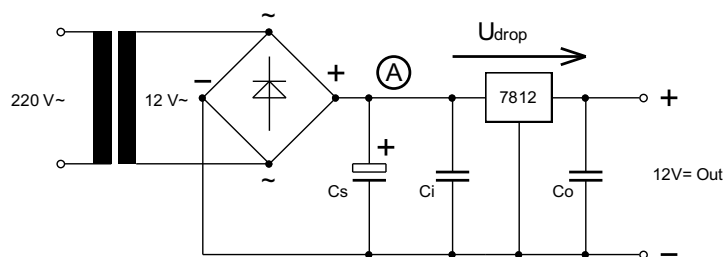


Abb. 8: Netzgerät mit LM78xx

Hinweise zur Dimensionierung:

- Der Spannungsstabilisator benötigt zum einwandfreien Funktionieren eine Eingangsspannung, die mindestens um U_{drop} über der Ausgangsspannung U_{out} liegt. Aus Datenblatt: $U_{drop} = 2.5V$ (MC7812B)
- C_S muss so gross sein, dass die Brummspannung nie zu gross wird, d.h. die Eingangsspannung am Stabilisator nie kleiner als $U_{out} + U_{drop}$ wird.
- C_I und C_O sind kleinere Kondensatoren, die der Stabilisator zur Regelung braucht, die Werte von ihnen sind aus dem Datenblatt ersichtlich; es sollten qualitativ gute Folienkondensatoren (keine Elektrolyt-C) verwendet werden; die Leitungen zum Stabilisator sollen möglichst kurz sein.
- Der Gleichrichter sollte etwas mehr als den Ausgangsstrom ertragen (Einschaltstrom zum Laden von C_S kann grösser sein); bei einem starken Trafo (= kleiner R_f) und einem grossen C_S muss ev. ein Strombegrenzungswiderstand zwischen den Gleichrichter und C_S geschaltet werden.
- Der Transformator muss mindestens die nötige Spannung bei gewünschtem Ausgangsstrom liefern (auch nicht viel zu viel, siehe Datenblatt).

3.1 Kühlen des Stabilisators

Die linearen Spannungs-Stabilisatoren regeln die Ausgangsspannung indem sie fast wie ein sich verändernder Widerstand im Stromkreis verhalten, d.h. die nicht benötigte Leistung P_V wird wie bei einem Widerstand in **Wärme** verwandelt; um diese Wärmeenergie abzuführen wird meistens eine Kühlfläche benötigt. Bei kleinem P_V kann ev. darauf verzichtet werden.

Bei mittleren P_V kann ev. das Metallgehäuse des Netzgerätes dafür herhalten (Achtung: Isolation wenn nötig). Meistens aber muss ein spezieller Kühlkörper verwendet werden.

Die Spannungs-Stabilisatoren für diese Leistungen sind so gebaut, dass sie auf eine Kühlfläche geschraubt werden können; **Achtung diese Metallfläche ist meistens mit dem mittleren Anschluss-Pin verbunden.** Es muss, wo nötig, für eine Isolation aus Glimmer oder spez. Kunststoffen gesorgt werden! Um die Wärmeübertragung zu verbessern wird zwischen dem Stabilisator und dem Kühlkörper Wärmeleitpaste gestrichen.

3.2 Daten eines Kühlkörpers:

Neben den mechanischen Daten (Abmessungen) ist für uns die Angabe des Wärmewiderstandes R_{th} wichtig. Dessen Einheit ist [K/W] oder [°C/W].

$$P_{tot} = \frac{T_J - T_X}{R_{th}}$$

Berechnung des nötigen Kühlkörpers:

T_J	=	höchstzulässige Chiptemperatur
T_X	=	Temperatur der kühlenden Umgebung (meistens T_{Luft})
P_{tot}	=	totale Verlustleistung die abgeführt wird
R_{th}	=	totaler Wärmewiderstand des Stabilisators und des Kühlkörpers

Der Wärmewiderstand eines auf einem Kühlkörper montierten Stabilisators und der umgebenden Luft setzt sich wie folgt zusammen:

$$R_{th} = R_{thG} + R_{thGK} + R$$

Wobei:	R_{thG}	= Wärmewiderstand Chip - Gehäuse (siehe Datenblatt)
	R_{thGK}	= Wärmewiderstand Gehäuse - Kühlkörper (Wärmeleitpaste)
	R_{thK}	= Wärmewiderstand Kühlkörper - Luft (Datenblatt vom Kühlkörper)

☞ Konstruktionsaufgabe „Eigenes Netzgerät“

Konstruiere eines der folgenden Netzgeräte:

- + 6.8V mit LM 317, $I_{\max.} = 1.5 \text{ A}$ (= interne I-Begrenzung)
- 7.5V mit LM 337, $I_{\max.} = 1.5 \text{ A}$ (= interne I-Begrenzung)
- + 5 V mit LM7905, Strom-Begrenzung intern (7905 besitzt eine interne I-Begrenzung)
- $\pm \text{--- V}$ mit eigenem Spannungsregler.

Die ungeraden Spannungen der einstellbaren Spannungs-Stabilisatoren sollen mit Trimpotis einstellbar sein. Grenze den Bereich des Trimpotis mittels Serieschaltung von Widerständen auf $\pm 1\text{V}$ ein. Damit lässt sich die Spannung genauer einstellen.

Versuche dein Netzgerät selbständig zu entwerfen. Dimensioniere jedes benötigte Bauteil knapp (Kosten). Der Kühlkörper sollte nicht wärmer als 80°C werden. Verwende für die Dimensionierung das betreffende Datenblatt.

Stelle deinen Entwurf in einem Kurzvortrag vor.

☞ Messaufgabe „Eigenes PowerSupply“

Baue das von dir konstruierte Netzgerät auf und bestimme folgende Eigenschaften:

- $U_{\text{out}} = f(I_{\text{out}})$
- $U_{\text{Brumm}} = f(I_{\text{out}})$
- Stabilisierungsfaktor bei $U_{\text{in}} \pm 10\%$
- Temperatur des Spannungsreglers bei $I = 0$; $I = 1/2 I_{\max.}$; $I = I_{\max.}$
- $U_{\text{out}} = f(T)$ bei $I = 0$; $I = I_{\max.}$ (max. 80°C)

Temperaturmessung:

Die Temperatur sollte mit einem Chromel/Alumel Thermoelement, das thermisch möglichst gut mit dem Stabilisator verbunden ist, gemessen werden. (Keysight DMM)

4 Experimente mit dem Oszilloskop und Funktionsgenerator

Über diese Experimente ist ein **vollständiges Protokoll** zu erstellen.

Insbesondere sollen die Einstellungen an Oszilloskop und Funktionsgenerator **reproduzierbar** festgehalten werden.

Sinuswellenform kontrollieren

Eine reine Sinuswelle zu erzeugen ist für einen Funktionsgenerator nicht gerade einfach, die kostengünstigen Geräte arbeiten mit Diodennetzwerken, die den Sinus aus einer Dreieckswelle formen, dies ist jedoch mit Verzerrungen des Sinussignals verbunden; dabei tauchen die Ausdrücke **Klirrfaktor**, **THD (Total Harmonic Distortion)** auf (*nachlesen*).

Aufgaben:

- erzeuge eine Sinuswelle von 10Hz, 100Hz, 1000Hz, 10kHz, 100kHz, 1MHz, $U_{s-s} = 5V$, kein DC-Anteil.
- Fotografiere die DSO-Bilder für dein Protokoll
- Halte deine Schlussfolgerungen bezüglich Qualität der Sinuswellen fest.

Rechteck und Pulswellen erzeugen

In der Digitaltechnik benötigt man oft Rechteck- und Pulswellen um die Funktion der Schaltungen auszutesten. Dabei ist auf korrekte Spannungen zu achten, da es sonst zu Fehlverhalten oder Zerstörung der Digitalbauteile führen kann.

Aufgaben:

- Erzeuge eine Rechteckwelle $f = 1kHz / 1MHz$, $U = 0-5 V$ (keine Negativspannungen!), das Tastverhältnis soll 50-50 sein (je 50% 0V resp. 5V)
- Messe die Anstiegs- und Abfallzeiten von 0.5 V zu 4.5 V bei beiden Frequenzen.
- Halte das DSO-Bild beider Flanken fotografisch fest (DSO so einstellen, dass die Flanke möglichst gross auf dem Bildschirm, d.h. möglichst genau messbar ist)
- Wiederhole diese Messungen mit einem Tastverhältnis von 9 zu 1 (90% hi, 10% lo).
- Halte auch bei diesen Messungen die Einstellungen der Geräte fest.

Dreieck und Sägezahnwellen

Diese Wellenformen enthalten unterschiedliche Anzahl und Intensitäten von harmonischen Oberwellen (Vielfaches der Grundfrequenz), auch sie können mit dem Funktionsgenerator erzeugt werden, gebraucht werden sie vor Allem in der Audiotechnik (Musiksynthesizer).

Aufgaben:

- Erzeuge eine symmetrische Dreieckswelle von 10 Hz bis 1 MHz von $U_{s-s} = 1V$, fotografiere das KO-Bild bei 10Hz 5kHz und 1 MHz
- Erhöhe die Spannung auf das Maximum, und halte das Resultat ebenso fotografisch fest
- Mittels des Symmetrie-Reglers, lässt sich die Dreieckswelle zu einem Sägezahn verbiegen, messe die Flankensteilheit [V/s] der maximal steilsten Flanke bei den obigen Frequenzen und Spannungen.

5 Kondensator

Lesen im Elektrotechnik-Buch über die verschiedenen Kondensatoren nach. (ab S. 94)

Für den Plattenkondensator gilt:

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{l}$$

C	=	Kapazität, Einheit: [Farad, F ; =]
ϵ_0	=	Influenzkonstante = $8.85 \cdot 10^{-12}$ [.....]
ϵ_r	=	Dielektrizitätsfaktor der Isolation zwischen den Platten [Dimensionslos]
A	=	Plattenfläche [m ²]
l	=	Plattenabstand [m]

Die Ladung Q ist definiert:

$$Q = C \cdot U$$

[Q]: Coulomb (C)

5.1 Bauweise von Kondensatoren

- Metall-Papier Kondensator (→ öffne einen)
- Keramik Kondensator
- Aluminium-Elektrolyt-Kondensator
- Tantal-Elektrolyt-Kondensator

Beachte:

- Kapazitätswerte der verschiedenen Typen
- Wo spielt die Polarität eine Rolle?
- Arbeits-, Durchschlagsspannung
-

5.2 Zeit-Konstante eines RC-Gliedes

Merke: Das Produkt $C \cdot R$ hat die Dimension Zeit [.....]

1 Farad · 1 Ohm = 1 Sekunde

Die Zeitkonstante T (Tau) ist: $C \cdot R$

Weitere Kapazitäts-Einheiten

1 μ F = 10^{-6} F Mikrofarad

1 nF = 10^{-9} F Nanofarad

1 pF = 10^{-12} F Picofarad

Fragen und Berechnungen:

Berechne die Plattenfläche folgender Kondensatoren

C	500 pF	1 μ F	1 F
e	1 (Luft)	3	3
l	1 mm	0.1 mm	1 mm
A			

Mit wieviel Coulomb ist der Ladekondensator ($C = 0.1 \text{ mF}$) eines Fernsehgerätes (Röhrenspannung 10 kV) geladen ?

Berechne die Zeitkonstanten (s, ms, μ s) für:

- 1 Ω / 1 F
- 1 Ω / 1 μ F
- 1 k Ω / 1 μ F
- 1 k Ω / 1 μ F
- 1 k Ω / 1 pF

Messaufgabe „Laden und Entladen eines Kondensators“

Ein Elektrolyt-Kondensator soll geladen und entladen werden, der zeitliche Spannungsverlauf soll mit einem geeigneten Messgerät registriert werden, die Lade- und Entladekurve soll grafisch dargestellt werden.

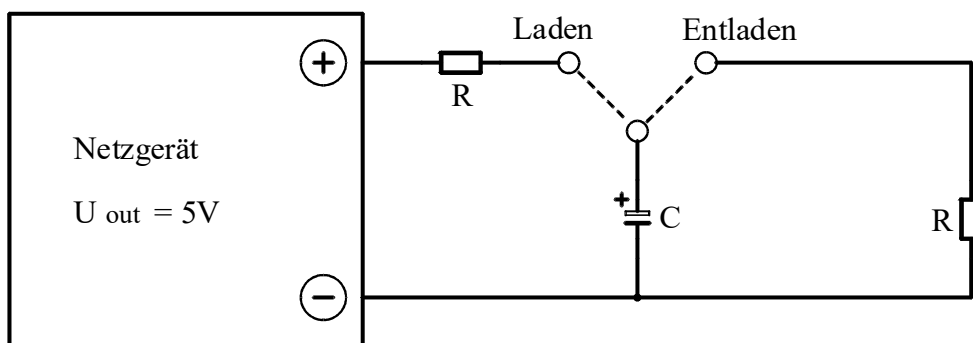


Abb. 9: RC-Lade- und Entladeschaltung

Werte: $R = 2.2 - 4.7 \text{ k}\Omega$, $C = 2200 - 4700 \mu\text{F}$

Messe (mit der Stoppuhr oder PC und LabJack)

- $t = 0$, Verbindung "Laden" herstellen: U_C steigt, messe $U_C = f(t)$;
- Wenn C vollgeladen (maximaler Wert von U_C), Verbindung "Entladen" herstellen und messe wieder $U_C = f(t)$.
- zeichne das Diagramme für $U_C = f(t)$ beim Laden und Entladen (mm Papier oder Excel)
- zeichne $U_C = f(t)$ für den Entladevorgang auf lin/log Papier (log $\rightarrow U_C$, lin $\rightarrow t$)

Für das Laden-/Entladen eines Kondensators gelten folgende Gesetze:

Laden:

$$U_{(t)} = U_0 \cdot (1 - e^{-t/RC})$$

Entladen

$$U_{(t)} = U_0 \cdot e^{-t/RC}$$

Bestimme aus deinen Messwerten:

- Zeitkonstante R·C
- Wert von C (der Nennwert von Elektrolytkondensatoren ist sehr ungenau)
- Schreib ein vollständiges Protokoll

☞ Messaufgabe „Laden und Entladen eines Kondensators“

Wir wiederholen die vorhergehende Messaufgabe, verwenden aber hier Zeitkonstanten in der Grössenordnung von etwa 1ms.

Wir benutzen:

- anstelle des Schalters → Rechtecksignale
- anstelle des Voltmeters → Oszillograph

Stelle den Signalgenerator auf: 100 Hz Rechtecksignal, 10 Volt Amplitude

Schliesse folgende "Vierpole" an:

5.3 Differenzierglied/ Hochpass

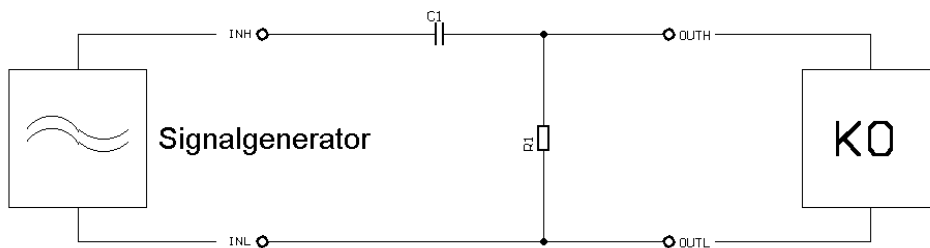


Abb. 10: Anschluss Hochpass

5.4 Integrierglied / Tiefpass

Messe und zeichne $U_a=f(t)$ und $U_b=f(t)$ für diverse Zeitkonstanten: $t = R \cdot C$

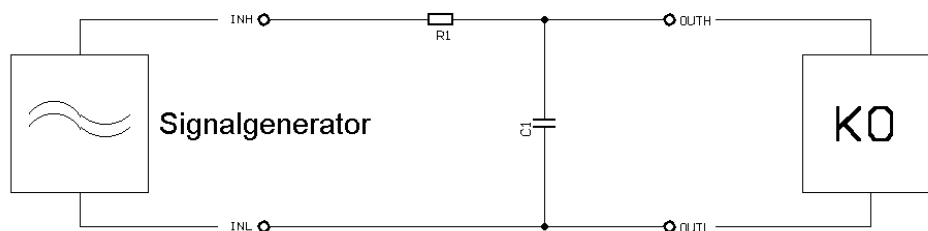


Abb. 11: Anschluss Tiefpass

R1: 1kΩ
C1: 10nF

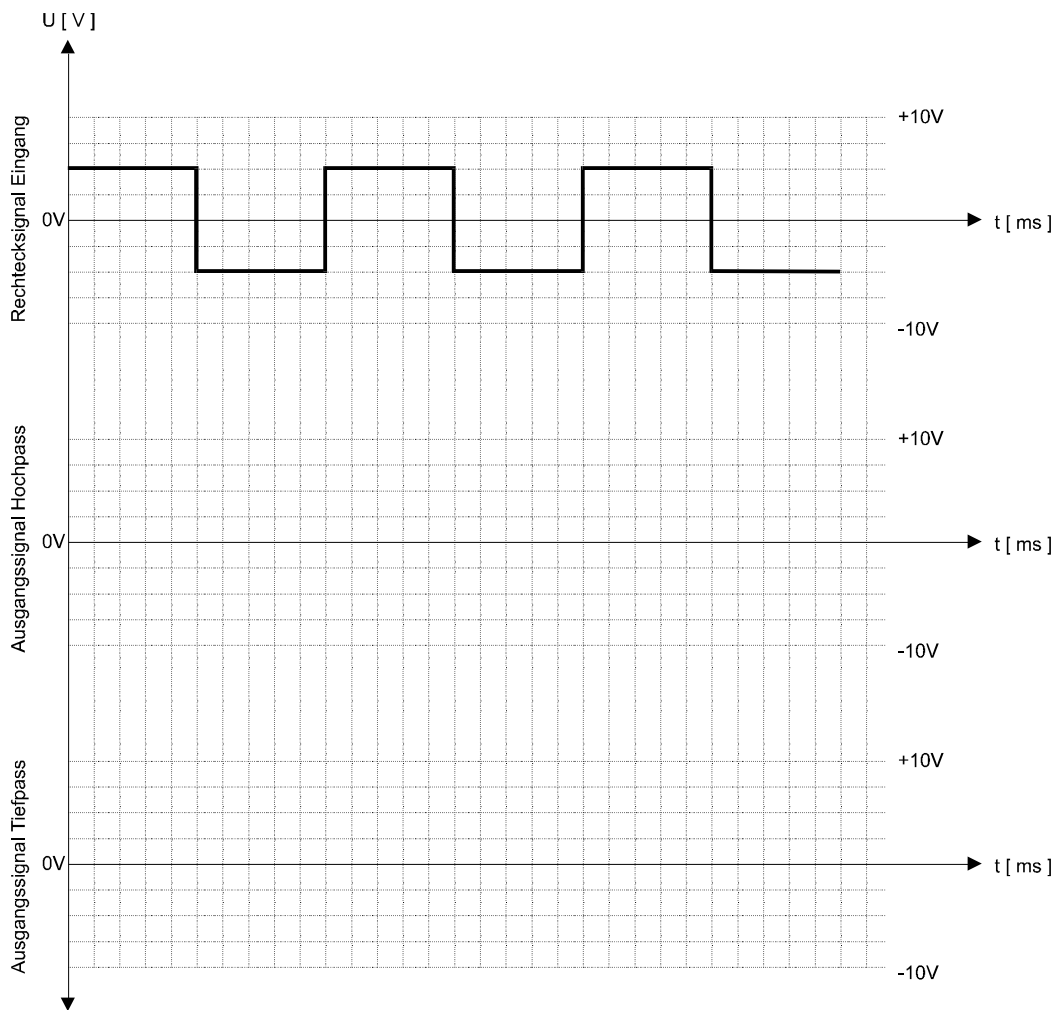
R	C	t [ms]
10 kΩ	0.1 μF	
10 kΩ	2 · 0.1 μF Serie	
10 kΩ	2 · 0.1 μF parallel	
2 · 10 kΩ par.	0.1 μF	
2 · 10 kΩ par.	2 · 0.1 μF par.	
2 · 10 kΩ Serie	0.1 μF	

*) Die Bezeichnungen Hoch- / Tiefpass werden klar, wenn wir die gleichen 4-Pole mit Sinussignalen speisen

Wir benutzen dabei die Formeln für Serie- und Parallelschaltung:

Widerständen		Kondensatoren
$R = R_1 + R_2 + \dots$	Serie	$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$ $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots$
$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$ $\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots$	Parallel	$C = C_1 + C_2 + C_3 + \dots$

Trage die gemessenen Signale in dieses Diagramm ein (eine Zeitkonstante).
 Zeichne für andere Zeitkonstanten ähnliche Diagramme auf mm-Papier.



Erkläre die beobachteten Signale in deinem Protokoll

5.5 Hoch- und Tiefpass

Speisung mit Sinus-Signalen, Frequenzgang



Der Kondensator C **sperrt** für Gleichstrom. Für Wechselstrom ist er **stromdurchlässig**

und zwar umso mehr:

- je höher die Frequenz f
- je grösser die Kapazität C

Der Kondensator repräsentiert einen **frequenzabhängigen** Widerstand (Impedanz oder Scheinwiderstand):

$$Z_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

Einheiten: C in Farad,
 f in Hertz,
 Z_C in Ohm

Im Gegensatz zum Ohm'schen Widerstand tritt eine Phasenverschiebung von 90° zwischen Strom und Spannung hinzu, daher wird die Berechnung von R-C-Netzwerken ziemlich kompliziert. (Literatur lesen)

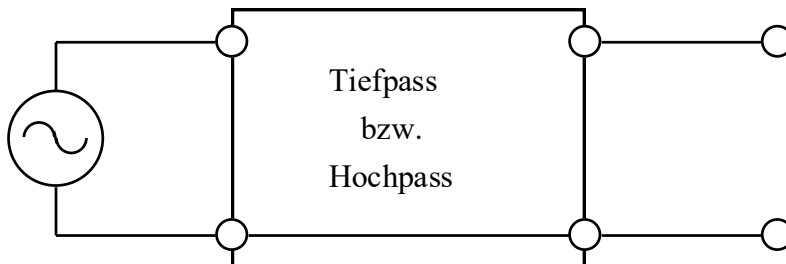


Abb. 12: Anschluss Hoch- und Tiefpass

Messe: $U(t)$ mit dem Oszilloskop

5.5.1 Tiefpass

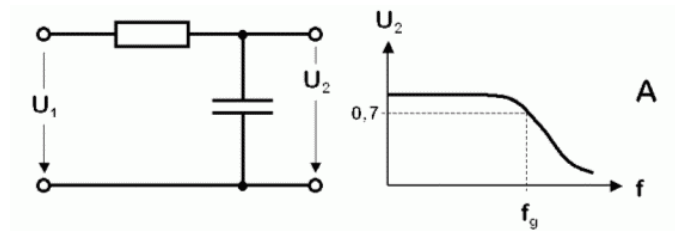


Abb. 13: Tiefpass

$$\hat{U}(f) = \hat{U}_0 \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}\right)^2}}$$

$$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

Beweise (algebraisch), dass $\hat{U} = \hat{U}_0 / \sqrt{2} = 0.71 \cdot \hat{U}_0$ für die "untere Grenzfrequenz f_u " erreicht wird. Für hohe Frequenzen wird $\hat{U} = \hat{U}_0$

5.5.2 Hochpass

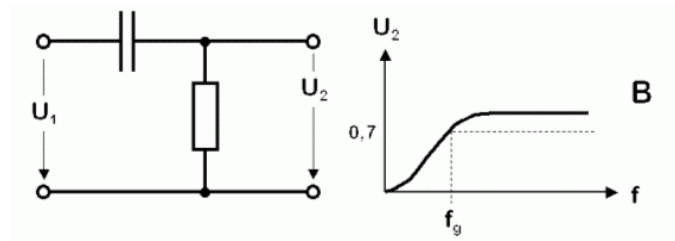


Abb. 14: Hochpass

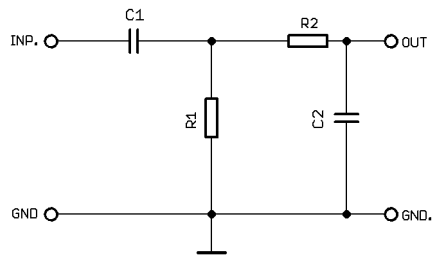
$$\hat{U}(f) = \hat{U}_0 \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot f \cdot R \cdot C)^2}}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

Beweise (algebraisch), dass $\hat{U} = \hat{U}_0 / \sqrt{2} = 0.71 \cdot \hat{U}_0$ für die "obere Grenzfrequenz f_o " erreicht wird. Für hohe Frequenzen wird $\hat{U} = \hat{U}_0$

5.6 Passiver RC-Bandpass

Durch Reihenschaltung eines Hoch- und eines Tiefpasses erhält man einen Bandpass.
Seine Ausgangsspannung wird für hohe und tiefe Frequenzen Null



Die untere Grenzfrequenz ist:

$$f_u = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Die obere Grenzfrequenz ist:

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

Abb. 15: RC-Bandpass

Messaufgabe „Frequenzgang“

Dimensioniere deine Netzwerke so:

- Hochpass: $f_u = 300 \text{ Hz}$ $R = \underline{\hspace{2cm}}$ $C = \underline{\hspace{2cm}}$
- Tiefpass: $f_o = 8 \text{ kHz}$ $R = \underline{\hspace{2cm}}$ $C = \underline{\hspace{2cm}}$

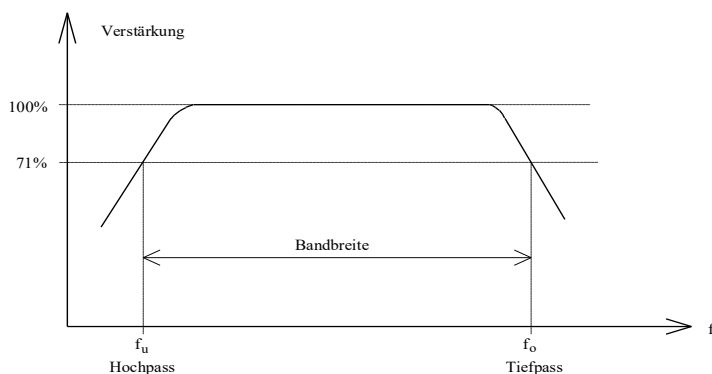
Berücksichtige, dass dein Tongenerator eine Ausgangsimpedanz von 50Ω besitzt.
(Wähle zweckmässig $R > 1\text{k}\Omega$)

- Messe den Frequenzgang, d.h. die Amplitude \hat{U} des Ausgangssignals in Funktion der Frequenz und trage die Resultate auf lin-/ log-Papier auf (Frequenz logarithmisch).
- Wie gross ist die Phasenverschiebung bei f_u ?

Beachte:



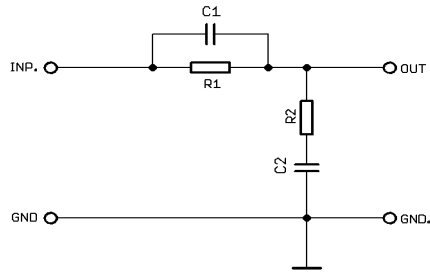
Das Frequenzverhalten dieser zwei fundamentalen 4-Pole bestimmt den Frequenzgang fast aller Wechselspannungsverstärker.



5.7 Bandsperre

Für hohe und tiefe Frequenzen wird $U_a = U_e$.

Bei der Bandsperre werden Hoch- und Tiefpass so verschalten, dass eine Frequenz gefiltert wird.



Die untere Grenzfrequenz ist:

$$f_u = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Die obere Grenzfrequenz ist:

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

Abb. 16: RC-Bandsperre

5.7.1 Doppel-T-Filter

Für hohe und tiefe Frequenzen wird $U_a = U_e$.

Ein Doppel-T-Filter ist eine Bandsperre. Die Grenzfrequenz wird „schärfer“ gefiltert als bei der Bandsperre.

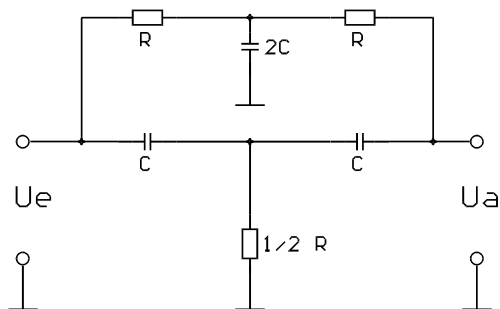


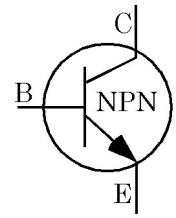
Abb. 17: Doppel-T-Filter

☞ Messaufgabe Frequenzgang „Doppel-T-Filter“

Dimensioniere ein Doppel -T- Filter für $f_r = 1$ kHz; messe die Dämpfung $G[\text{dB}]$ in Funktion von f und zeichne ein Diagramm.

6 Der Transistor

Der Transistor ist heute das meist hergestellte technische Bauteil. Der Transistor soll an dieser Stelle nicht genau erklärt werden. Dazu habe ich eine separate Doku „Der Transistor“ geschrieben, welche zum Kurs dazu gehört. Lese auch im ET-Buch auf Seite 423 nach.



Um den Transistor etwas genauer kennenzulernen, werden wir ihn wie folgt ausmessen.

6.1 Stromverstärkungskennlinie:

I_B [μ A]	I_C [mA]	β
0	0	0
5	1.54	308
10	3.07	307
15	4.6	306
20	6.16	308
25	7.74	309
30	9.36	312
35	11.03	315
40	12.69	317

Fülle die Tabelle aus und zeichne den Graph in Excel.
 $R=47 \Omega$

Die Stromverstärkung $\beta = \frac{I_C}{I_B}$

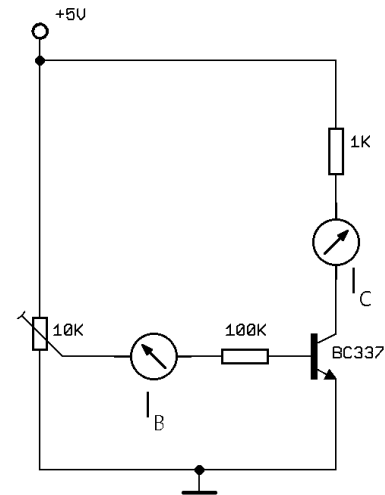


Abb. 18: Stromverstärker-Kennlinie

6.2 Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Basis-Emitterspannung:

U_{poti} [mV]	U_{BE} [mV]	I_C [mA]
0	0	0
100	100	0
200	200	0
400	400	0.45 μ A
500	600	16.68 μ A
600	600	157.3 μ A
800	600	651 μ A
1000	600	1196 μ A
1500	618	2676 μ A
2000	627	4171 μ A
3000	638	7.34 mA
5000	646	13.82 mA

$R=47 \Omega$

Fülle die Tabelle aus und zeichne auch hier den Graph in Excel.

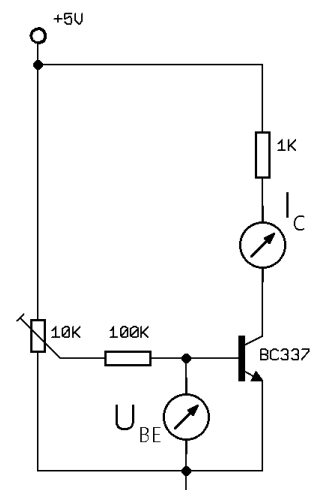


Abb. 19: Kollektorstrom-Kennlinie



Was stellst du durch die beiden Messungen fest?

6.3 NPN-Transistor als Schalter

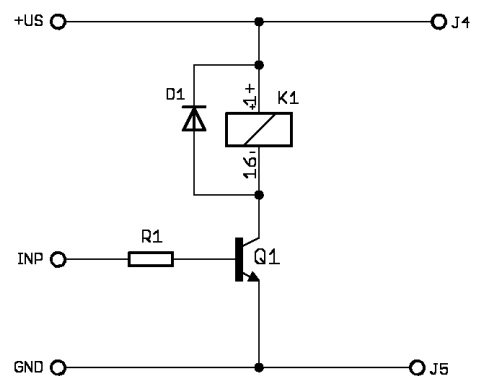
Wir benötigen den Transistor in den meisten Fällen als Schalter.

Ein kleiner Strom I_B schaltet den „grossen“ Strom I_C . Dies kann z.B. der Fall sein, wenn man mit dem digitalen Output des LabJacks ein Relay ansteuern möchte.

Nebenstehen eine typische Schaltung, in welcher der Transistor als Schalter eingesetzt wird.

Nach der Theorie und dem durchlesen der Doku „Der Transistor“ kannst du die Schaltung dimensionieren.

- $+U_S = 12V$
- $INP = +5V$



Dimensioniere die Schaltung und fülle die Tabelle aus.

Abb. 20 Transistor als Schalter

I_B [μA]	I_C [mA]	$R1$ [Ω]	P_{Relay} [mW]	P_V [mW]
			150	

Wie gross ist die Verlustleistung P_V des Transistors?

$P_V = \underline{\hspace{10em}} = \underline{\hspace{10em}}$

Nun stecke die Schaltung und teste sie aus.



Wo liegen die Grenzen der Schaltung?

Wie bestimmst du den Transistor?

Weshalb wird die Diode D1 benötigt?

6.4 Der PNP-Transistor

Unten eine elektronische Schaltung mit einem PNP-Transistor.

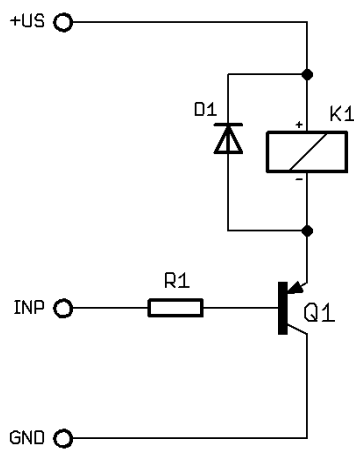


Abb. 21: Transistor (PNP) als Schalter



Erkläre den Unterschied zum NPN-Transistor.

Was wird für ein Signal benötigt, damit das Relay eingeschaltet wird?

Wofür kann man PNP-Transistoren gebrauchen? Nenne mögliche Anwendungen.

6.5 Aufgaben zum Transistor

Konstruktionsaufgabe „Der Transistor“

Entwickle und dimensioniere elektronische Schaltungen für folgende Anwendungen:

- Ein High-Signal (5V, 10 mA) soll ein Relay (12V, 150 mW) einschalten.
- Eine Notausgang-Lampe soll leuchten, wenn das Signal 0V hat.
- Für eine Temperaturmessung mit einem Pt100 soll eine 1 mA-Konstantstromquelle gebaut werden.
- Ab einer bestimmten Dunkelheit, soll ein Relay schalten und eine LED angehen.
- Aus einem TTL-Signal (0/ 5V) soll ein +12V/ 0V-Signal entstehen.
- Die LED an deinem Powersupply soll bei +5V wie auch bei +12V genau gleich hell leuchten.
- Ab einer bestimmten Temperatur, soll ein Relay einschalten.
- Ist ein feiner Metalldraht gerissen, soll einen Alarm losgehen.

7 Der Operationsverstärker

Der Operationsverstärker (OP, Opamp oder OPV) ist sehr kompliziert: ca. 20 Transistoren, Dioden und Widerstände. Wir betrachten diese Schaltung als Black-Box, und es genügt uns mit den Eigenschaften des "idealen Opamp's" vertraut zu sein. Zu diesem Kapitel gehört auch die Doku „Der Operationsverstärker. Lese auch in deinem ET-Buch nach. (Seite: ____)

Der Operationsverstärker benötigt (meistens) eine erdsymmetrische Speissspannung von typischerweise $\pm 15V$.

Unser LM741 wird wie folgt angeschlossen.

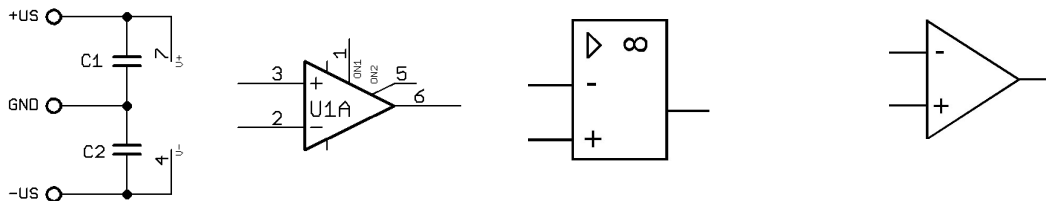


Abb. 22: Versorgungsspannung LM741

Abb. 23: DIN 40900

Abb. 24: USA Symbol

C1 und C2 sind Kopplungskondensatoren. Sie sollen Störspannungen auf der Versorgungsspannung abkoppeln. Der Wert ist 10nF...100nF.

Für genauere Informationen lese das DataSheet zum LM741.

Eine empfehlenswerte Website ist: <http://www.alldatasheet.com>

7.1 Der ideale Operationsverstärker

Der ideale Operationsverstärker dient uns als Modell um die Funktion des Operationsverstärkers zu verstehen. In der Tabelle die idealen Werte und die Realen eines LM741.

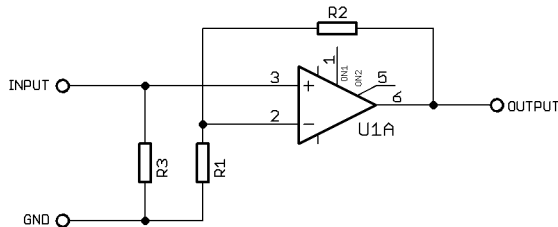
	Ideale Operationsverstärker	LM 741
Eingangsimpedanz	∞	2 M Ω
Eingangsstrom	0	~80 nA
Offset-Spannung	0 V	~2 mV
Ausgangsstrom	∞ A	25 mA
Grenzfrequenz	∞ Hz	1.5 MHz
Anstiegszeit	0	0.5 V/ μ sec.
Verlustleistung	0 mW	50 mW

7.1.1 Anwendungen mit dem Operationsverstärker

- Verstärker (DC und AC)
- Impedanzwandler
- Addierer/Subtrahierer
- Aktive Filter (Hoch-/Tiefpass, Bandpass, Bandsperre)
- Konstantstrom-Quelle
- Komparator (Vergleicher)
-

7.2 Der Nicht-invertierende Verstärker

Beim nicht-invertierenden Verstärker wird das Eingang-Signal mit einer Verstärkung (Gain) G an den Ausgang gegeben. Der Ausgang hat dieselbe Polarität wie das Eingangssignal. Die Verstärkung ist immer >1 .



Die Verstärkung G ist:

$$G = \frac{U_{out}}{U_{inp}} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

Abb. 25: Nicht-invertierender Verstärker

Der Widerstand R_3 kann auch weggelassen werden. Er bestimmt den Eingangswiderstand der Verstärkerschaltung.

Ohne R_3 : $R_{Inp} = \frac{U_E}{I_E} = \infty$, da $I_E=0$!

Ausgangswiderstand R_{Out} : ≈ 0 .

Aufgabe: „Nicht-invertierender Verstärker“

Baue einen nicht-invertierenden Verstärker mit dem LM741 auf:

- 1) Dimensioniere und baue einen Verstärker mit $G \approx 10$.
 $U_{Inp} = 1V$ (DC), Messe U_{Inp} und U_{Out} mit DMM.
- 2) U_{Inp} Sinus, 100 Hz, 1 V_{PP}. Messe U_{Out} mit DSO.
- 3) Schalte in Serie zu R_2 ein (sinnvolles) Poti.
Drehe am Poti und beobachte U_{Out} .
- 4) Erhöhe die Frequenz vom Sinus in Schritten und beobachte das Ausgangssignal am DSO.
- 5) Notiere kurz die Schaltung und deine Beobachtungen.

7.2.1 Der Spannungsfolger (Impedanzwandler)

Mit dem Spannungsfolger kann ein hochohmiges Messsignal in ein nieder-ohmiges Signal gewandelt werden. Die Verstärkung ist 1:1.

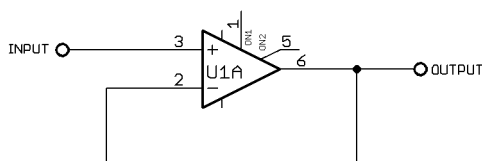
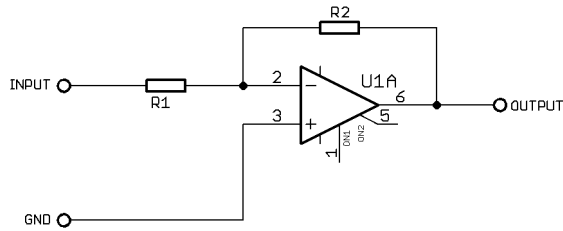


Abb. 26: Impedanzwandler

Oft als Eingangsverstärker (Impedanzwandler) verwendet! $G=1$!

7.3 Invertierender Verstärker

Beim invertierendem Verstärker wird die Polarität des Signals gedreht. D.h. ein positives Eingangssignal wird mit der Verstärkung G verstärkt und als negatives Signal an den Ausgang gegeben.



Die Verstärkung ist:

$$G = -\frac{U_{out}}{U_{Inp}} = -\frac{R2}{R1}$$

Abb. 27: Invertierender Verstärker

Die Spannung ΔU zwischen Pin 2 und 3 beträgt 0 V. Der Punkt P liegt also auf GND. Der OP hat keinen Eingangsstrom, d.h. dass der Widerstand $R1$ der Eingangswiderstand des invertierenden Verstärkers bestimmt.

$$\text{Eingangswiderstand: } R_E = \frac{U_E}{I_E} = R_1$$

Ausgangswiderstand $R_{Out}: \approx 0$.

Bei dieser Schaltung kann die Verstärkung G auch <1 sein!

Aufgabe: „Invertierender Verstärker“

Baue einen invertierenden Verstärker mit dem LM741 auf:

- Dimensioniere und baue einen Verstärker mit $G \approx 5$.
 $U_{Inp} = 1V$ (DC), Messe U_{Inp} , U_{Out} und I_E mit dem Digitalmultimeter.
- Um die Verstärkung genau zu justieren kannst du auch bei dieser Schaltung ein Poti in Serie zu $R2$ schalten. Justiere auf eine möglichst genaue Verstärkung von 5.
- U_{Inp} . Sinus, 100 Hz, 1 V_{PP}. Messe U_{Out} mit DSO.
- Messe die Phasenverschiebung zw. U_{Inp} und U_{Out} mit dem DSO. (Lissajous-Figur)
Lese über die Lissajous-Figur im ET-Buch nach.
- Notiere kurz die Schaltung und deine Beobachtungen.

Abgabe Blatt zur Lissajous-Figur!

7.4 Offset-Abgleich

Werden beim Operationsverstärker beide Eingänge mit GND verbunden, so müssten am Ausgang auch 0 V sein. Mit dem Multimeter kann man eine Spannung, der sogenannte Offset messen. Diese Offsetspannung ist je nach Operationsverstärker unterschiedlich gross. Sie kann von einigen μV bis zu 2-3 mV betragen. Bei kleinen Messsignalen kann der Offset eine Fehlerquelle sein.

Der LM741 hat eigene Eingänge für den Offset-Abgleich.

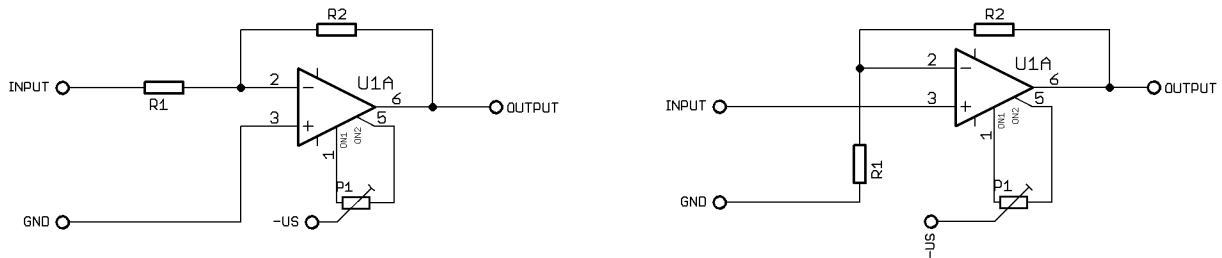


Abb. 28: Offset-Abgleich mit LM741

Schaltung nur für kleine Offset. Nicht für Addition!

Die Eingänge müssen miteinander verbunden sein!

Ist kein spezieller Eingang für den Offset-Abgleich vorhanden, so wird eine positive/negative Spannung addiert.

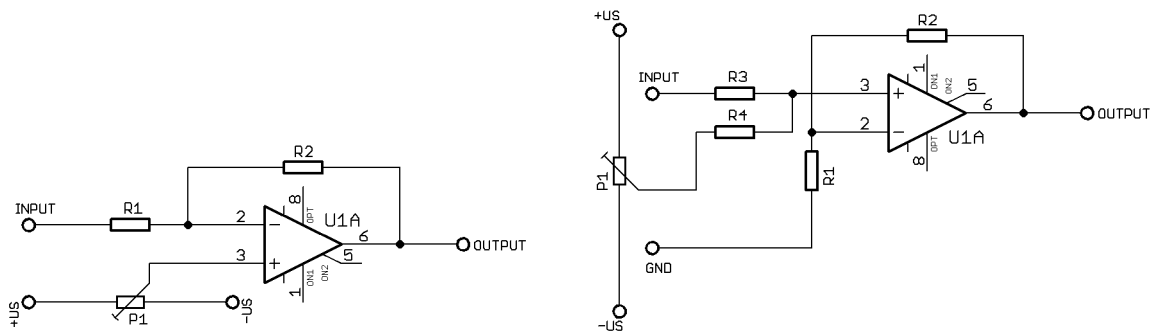


Abb. 29: Offset beim invertierendem Verstärker Abb. 30: Offset beim Nicht-invertierendem Verstärker

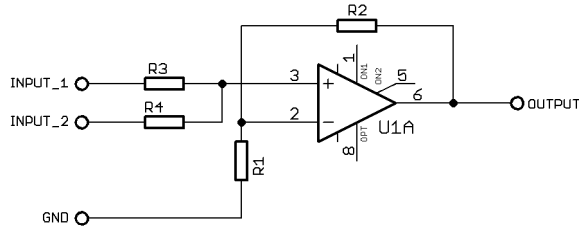
Aufgabe: „Offset-Abgleich“

- Baue die Schaltung auf und verbinde Input mit GND.
- Messe mit DMM am Ausgang und drehe am Poti bis Ausgang=0V
- Kurze Doku über die Schaltungen.

7.5 Summierverstärker

Mit dem Operationsverstärker können sehr einfach Spannungssignale addiert werden.

Nicht-Invertierender Summierverstärker (Addierer)



$$R3=R4$$

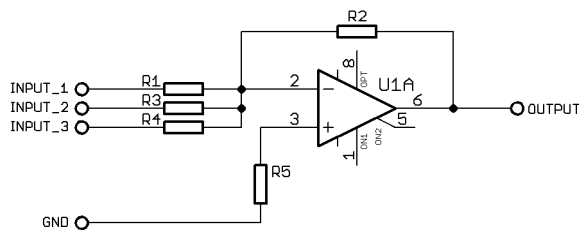
$$U_A = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) * \left(\frac{U_{Inp1} + U_{Inp2}}{2}\right)$$

Abb. 31: Nicht-invertierender Addierer

☞ Aufgabe „Summierverstärker“:

- Baue die Schaltung auf.
- Addiere 2 verschiedene Signale (z.B. Sinussignale) und messe mit dem DSO.
- Kurze Doku über die Schaltungen.

Invertierender Summierverstärker



$$U_A = -R2 * \left(\frac{U_{Inp1}}{R1} + \frac{U_{Inp2}}{R3} + \frac{U_{Inp3}}{R4}\right)$$

Abb. 32: Invertierender Addierer

Falls: $R1=R2=R3=R4$:
$$-U_A = U_{Inp1} + U_{Inp2} + U_{Inp3}$$

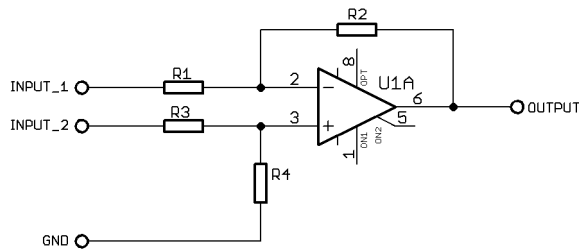
$$\frac{1}{R5} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} + \frac{1}{R4}$$

☞ Aufgabe „Invertierender Addierer“:

- Baue die Schaltung auf.
- Addiere 3 verschiedene Signale (z.B. Sinussignale) und messe mit dem DSO.
- Kurze Doku über die Schaltungen.

7.6 Subtrahierverstärker (Differenzverstärker)

Mit dem Subtrahierverstärker werden Signale subtrahiert.



$$G = \frac{R2}{R1} = \frac{R4}{R3}$$

$$U_A = G \cdot (U_{Inp2} - U_{Inp1})$$

Abb. 33: Subtrahierverstärker

falls: $R1=R2=R3=R4$

$$U_A = -(U_{Inp2} - U_{Inp1})$$

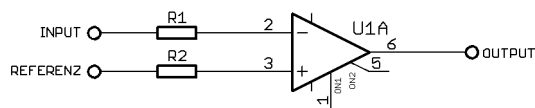
☞ Aufgabe „Subtrahierer“:

- Baue die Schaltung auf.
- Subtrahiere 2 Signale und messe mit dem DSO.
- Lese das DataSheet vom INA118
- Erstelle eine kurze Doku über die Schaltung.

7.7 Komparator und Schmitt-Trigger

Ein Komparator vergleicht am Eingang die Spannungswerte und schaltet den Ausgang nach U_{Sat} . Mit einem Komparator kann man sehr schnell schalten. Beim Schmitt-Trigger kann die Schalt-schwelle eingestellt werden. Es gibt spezielle Operationsverstärker, welche für schnelles schalten optimiert sind. (LM339)

7.7.1 Komparator



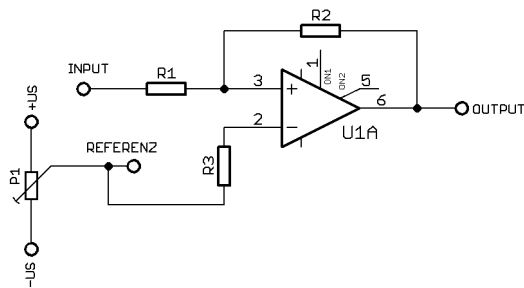
$$R1=R2= 10k\Omega$$

Abb. 34: Komparator

Aufgabe „Komparator“:

- Baue die Schaltung auf.
- Nehme für Input eine Sinusspannung und messe am Ausgang mit dem DSO
 - Referenz auf GND
 - Referenz auf eine Gleichspannung
- Beobachte die Signale und erstelle eine kurze Doku über die Schaltung.

7.7.2 Schmitt-Trigger:



R1= 1kΩ
R2= 10kΩ
P1= 100kΩ

Abb. 35: Schmitt-Trigger

$$\text{Obere Schaltschwelle } U_H = U_{REF} + \frac{R1}{R2} * (U_{REF} + U_{Sat})$$

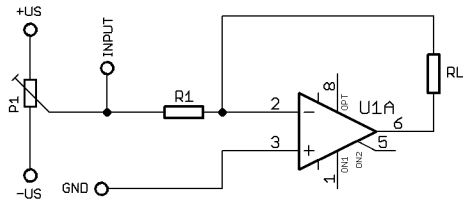
$$\text{Untere Schaltschwelle } U_L = U_{REF} + \frac{R1}{R2} * (U_{REF} - U_{Sat})$$

Aufgabe „Schmitt-Trigger“:

- Baue die Schaltung auf.
- Das Eingangsspannung ist ein Sinussignal, 10Hz, 10 V_{PP}
- Drehe am Poti P1 bis U_{Ref.} = +2.5V und messe U_{Inp.} Und U_{Out.} mit dem DSO.
- Trage im DSO Bild die beiden Schaltschwellen ein und überprüfe rechnerisch.
- Lese DataSheet vom LM339
- Kurze Doku über die Schaltung für die Zukunft.

7.8 Der Operationsverstärker als Konstantstromquelle

Mit einem OP kann man relativ einfach eine Konstantstromquelle bauen. Der Strom I_L ist nur von U_E und R_1 abhängig. Er ist unabhängig von R_L !



$$I_{R1} = I_L = \frac{U_E}{R1}$$

Abb. 36: Konstantstromquelle

☞ Aufgabe „Konstantstromquelle“:

- Baue die Schaltung auf. R_L ist z.B. 100 Ω .
- Stelle mit Poti P1 diverse Spannungen U_E ein und messe I_L . Verändere dabei auch R_L .
- Erstelle eine Grafik $I_L(U_E)$.
- Kurze Doku über diese Schaltung.

Zusatz:

Baue eine sinnvolle Konstantstromquelle für einen Pt100 (R_L).

Messe über dem Pt100 die Spannung, verstärke dieses Messsignal so dass:

- 0°C --> 0V
- 100°C --> 10V

7.9 Aufgabe zum Operationsverstärker

Ein Sauerstoff-Sensor liefert eine analoge Spannung von -2 bis +2V (0...100% O_2). Für eine direkte %-Anzeige möchtest du gerne ein 0...10V-Signal für 0...100% O_2 .

Ab 75%-Sauerstoffgehalt soll eine LED leuchten.

- Erarbeite (im Team) eine mögliche Lösung. Zeichne das Schema und dimensioniere deine Schaltung.
- Stecke deine Lösung auf dem Experimentierboard
- Messe die Schaltung aus und überprüfe ob sie funktioniert
- Dokumentiere die Schaltung

Musterlösung abgeben!

8 Timer NE555

Der NE 555 ist ein sehr universeller IC. Mit ihm können ganz unterschiedliche Schaltungen wie:

- Astabile, monostabile und bistabile Kippstufen (Multivibrator, Monoflop und Flip-Flop)
- Schmitt-Trigger
- Puls Width Modulation (PWM)

gebaut werden. Lese auch die Doku „NE555“.

8.1 Astabile Kippstufe:

Mit der astabile Kippstufe oder Multivibrator generiert man Rechtecksignale. Die Einschalt- bzw. Ausschaltzeit ist nur von R1, R2 und C1 abhängig.

Baue folgende Schaltung auf und messe mit DSO.

$$\text{Einschaltzeit } t_H = 0.7 \cdot (R1 + R2) \cdot C1$$

$$\text{Ausschaltzeit } t_L = 0.7 \cdot R2 \cdot C1$$

Dimensioniere die Bauteile so, dass du eine Einschaltzeit von ca. 0.5 sec. erhältst.

C2= 10nF

Aufgabe „Astabiler Multivibrator“:

- messe am Ausgang mit DSO (ohne Diode)
- bestücke die Diode und messe mit DSO.
- was macht die Diode?
- Kurze Doku.

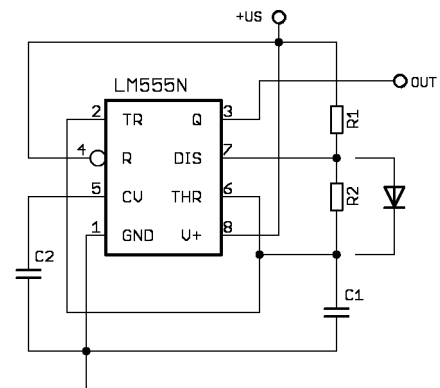


Abb. 37: Astabiler Multivibrator

*zuerst ohne Diode messen!

8.2 Monostabile Kippstufe: (Monoflop)

Wird der Taster S1 gedrückt, so entsteht am Ausgang ein Puls mit der Länge t_H . Diese Schaltung kann man z.B. als Ausschaltverzögerung gebrauchen.

$$t_H = 1.1 \cdot R_2 \cdot C_1$$

Dimensioniere die Bauteile so, dass du eine Einschaltzeit t_H von 2 sec. erhältst.

$C_2 = 10\text{nF}$

Baue folgende Schaltung auf und messe mit DSO.

Aufgabe „Monoflop“:

- messe am Ausgang mit DSO (ohne Diode)
- bestücke die Diode (über Pin 7 und 2, K bei Pin 2) und messe mit DSO.
- was macht die Diode?
- Kurze Doku.

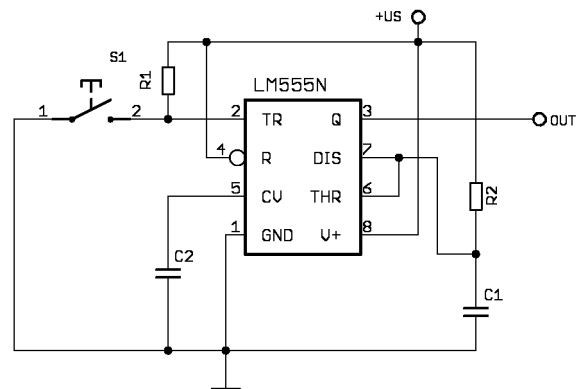


Abb. 38: Monoflop

8.3 Weiter Schaltungen:

Lesen in der ETH-Doku „Timer NE555“ über weitere Schaltungsmöglichkeiten mit dem NE555 nach.

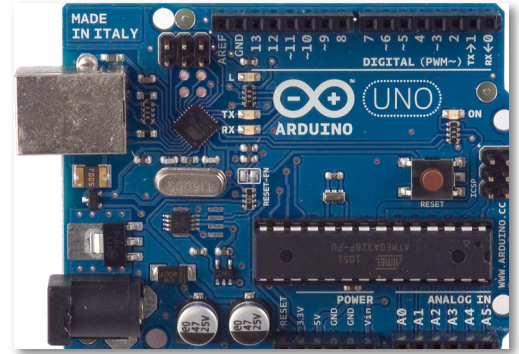
Baue mit dem NE555 folgende Schaltung auf:

- Bistabile Kippstufe (Flip-Flop)
- Puls Width Modulation (PWM)

9 Einführung in Arduino

Arduino ist ein Microcontroller, welcher open source für die Hard- und Software ist. Open source bedeutet, dass alle Hardware und Software öffentlich zugänglich sind, d.h. die Hardware ist als Eagle-File auf dem server von Arduino.

Es gibt verschiedene Arduinos. Wir werden mit dem Arduino UNO arbeiten. Die Programmierung ist mit Quellcode, sie ist „C-ähnlich“. Über den USB-Port wird das Programm in den Speicher geladen. Danach kann das Programm auch ohne PC ablaufen, es braucht nur eine Versorgungsspannung.

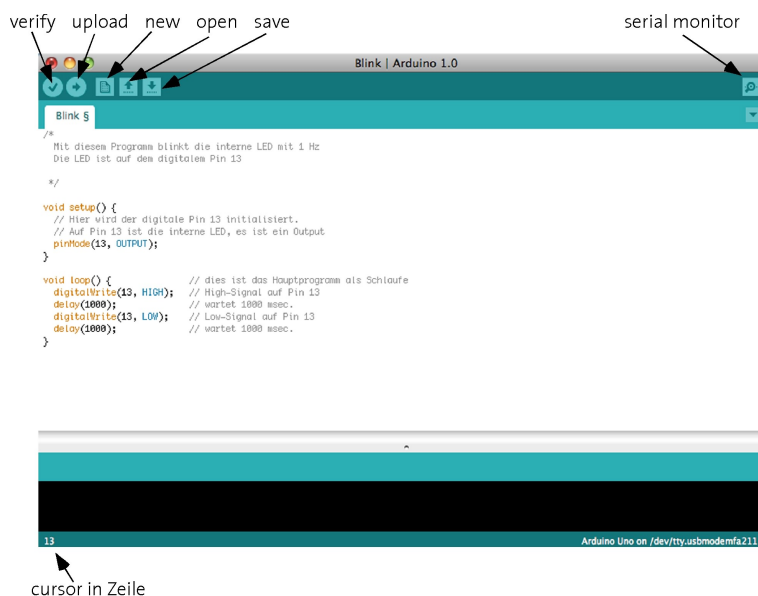


Microcontroller	ATmega328
Versorgungsspannung	5V
Eingangsspannung (empfohlen)	7–12V
Eingangsspannung (max)	6–20V
Digital I/O	14, 6 als PWM
PWM	3, 5, 6, 9, 10, 11 8-bit
LED „on board“	Digital Pin 13
Analoge Eingänge (10-bit)	6
Analoge Referenzspannung	5V
DC Strom pro I/O (max)	40 mA
Speicher	32 kB
Taktfrequenz	16 MHz

9.1 Technische Daten Arduino UNO:

9.2 Software Arduino UNO:

Die Entwicklungsumgebung von Arduino läuft auf Windows, Mac OS X und Linux. Die Programmiersprache ist sehr C-ähnlich.



Arduino DemoPCB

Für einen Start und um die Möglichkeiten des Arduino zu demonstrieren habe ich eine Demoboard entwickelt. Auf diesem „Arduino DemoPCB“ hat es verschiedene analoge und digitale Ein- und Ausgänge welche über den Arduino programmiert werden können.

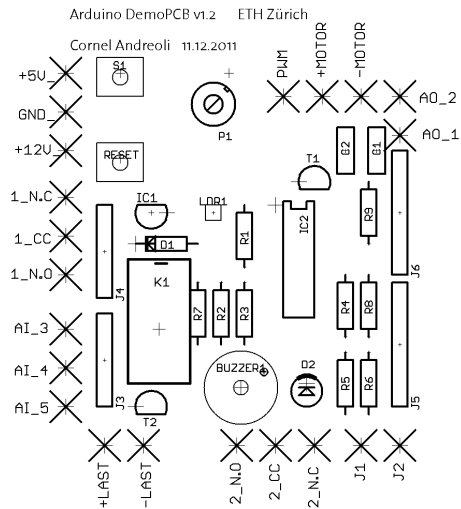


Abb. 39: Bestückungslayer Arduino DemoPCB

Ein- bzw Ausgang	Pin	Bemerkung
Digitaler Eingang	2	Taster S1
Digitaler Ausgang, PWM	3	LED auf DemoPCB
Digitaler Ausgang	4	Relay on/off
Digitaler Ausgang, PWM	5	Analoger Spannungsausgang AO_2
Digitaler Ausgang, PWM	6	Analoger Spannungsausgang AO_1
Digitaler Ausgang	7	Transistor T2, Last
Digitaler Eingang oder Ausgang	8	Reserve
Digitaler Ausgang, PWM	9	Buzzer
Digitaler Ausgang, PWM	10	Motorentreiber, Geschwindigkeit
Digitaler Ausgang, PWM	11	Reserve
Digitaler Ausgang	12	Links-rechts Motorenlauf *
Digitaler Ausgang	13	Links-rechts Motorenlauf *
Analoger Eingang	A0	Poti
Analoger Eingang	A1	LM35
Analoger Eingang	A2	LDR
Analoger Eingang	A3	Reserve
Analoger Eingang	A4	Reserve
Analoger Eingang	A5	Reserve

* Uhrzeigersinn (von vorne): Pin 12 high

Pin 13 low

* Gegenuhrzeigersinn (von vorne): Pin 12 low

Pin 13 high

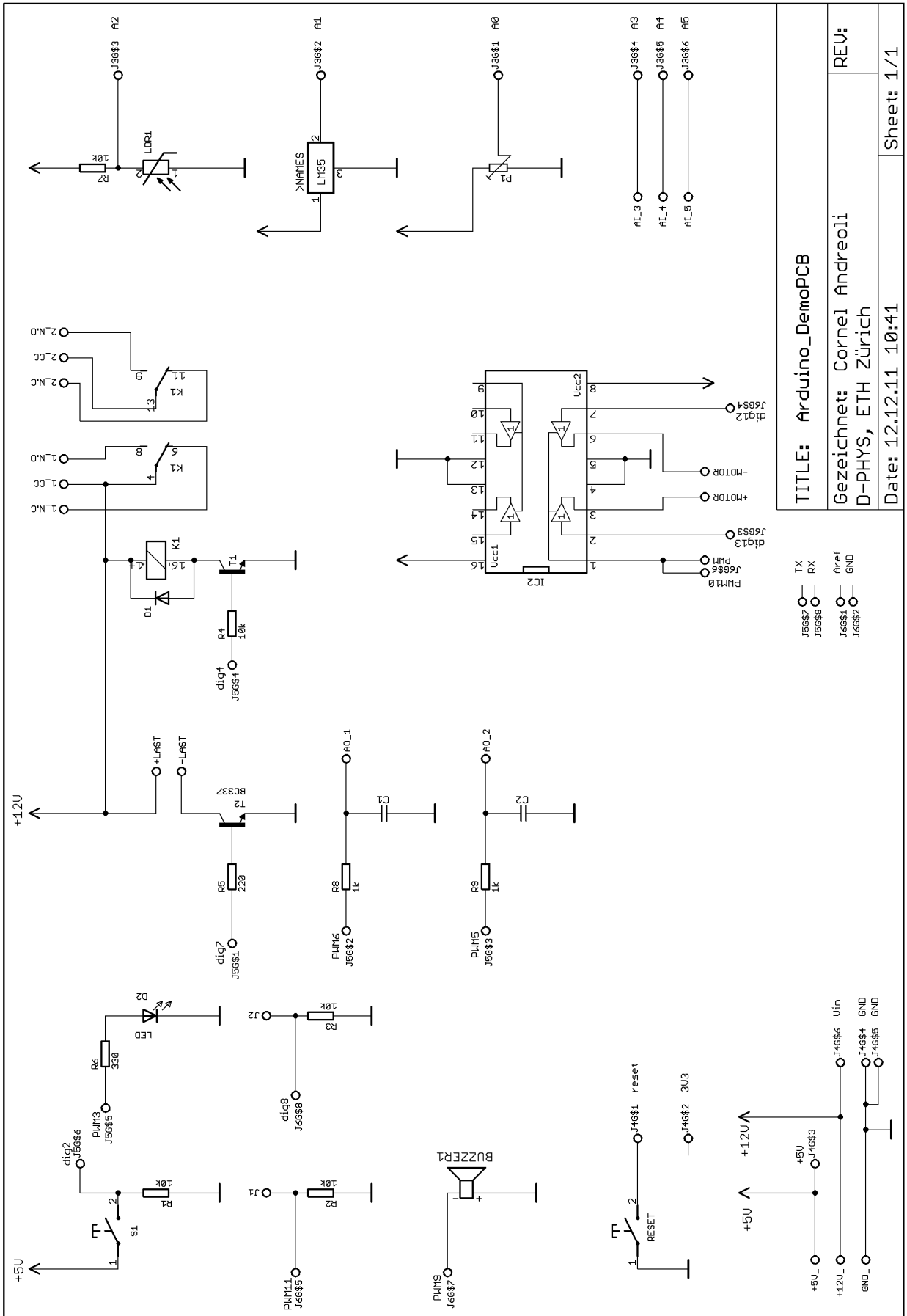


Abb. 40: Schema Arduino DemoPCB

TITLE: Arduino_DemoPCB

Gezeichnet: Cornel Andreoli
D-PHYS, ETH Zürich

Date: 12.12.11 10:41

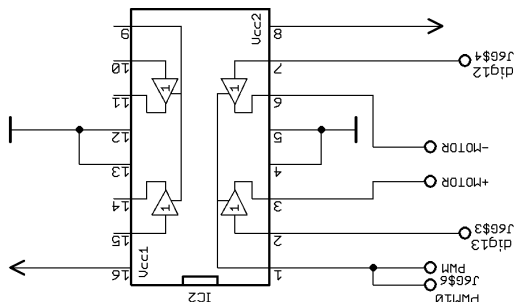
Sheet: 1/1

TX J56\$5
RX J56\$6
Arref J66\$1
GND J66\$2

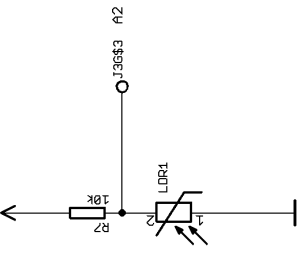
+5U J146\$3
+12U J146\$4
GND_ J146\$5
GND J146\$6
Uin J146\$7
GND J146\$8
GND J146\$9

RESET J146\$1
reset J146\$2
3V3 J146\$3

AL_3 J36\$4
AL_4 J36\$5
AL_5 J36\$6



>NAMES
LM35



9.3 Software-Beispiel

```

/*
Die LED wird zum blinken gebracht. Die LED ist auf digitalem Output 3.

*/
byte LedPin = 3;           // LED ist auf Pin 3

void setup() {            // hier werden Variablen definiert, ect.
    pinMode(LedPin, OUTPUT); // digitaler Pin 3 wird hier als Output definiert.
}

void loop() {             // Programmschleufe.
    digitalWrite(LedPin, HIGH); // LedPin auf high, LED erhält Spannung und leuchtet
    delay(1000);           // Programm wartet 1000 msec.
    digitalWrite(LedPin, LOW); // LedPin auf low, Ausgang geht auf GND, LED leuchtet nicht
    delay(1000);          // 1000 msec. Verzögerung
}

```

9.4 Einige wichtige Befehle

Befehl	Beispiel	Bemerkung
pinMode()	pinMode(13, OUTPUT)	Pin 13 ist als Output definiert
digitalWrite()	digitalWrite(13, HIGH)	Auf Pin13 wird ein high ausgegeben
digitalRead()	digitalRead(2)	Liest den Wert von Pin2 aus
analogRead()	analogRead(A2)	Liest den Wert vom analog Pin A2
analogWrite()	analogWrite(3)	Schreibt Wert (0...255) als PWM
tone()	tone(3, 1200)	Erzeugt Ton mit 1.2kHz auf PWM Pin 3
delay()	delay(1000)	Programm wartet 1000 msec.
if	if (x>50) digitalWrite(13,HIGH)	Falls x> 50, dann digitalWrite(13)
while	while(result <100) {..... }	Während result<100 mache
for	for(int x=0; x<50; x++) {..... }	Schleufe von 0 bis 50 in Einerschritten
map()	map(x,1,20,1,100)	Skaliert den Wert

Der komplette Befehlssatz findest du hier:

<http://arduino.cc/en/Reference/HomePage>

Aufgaben "Arduino DemoPCB":

Übe als Erstes mit folgenden kleinen Programmen „Sketch“.

- Blinken der LED (Pin PWM3) mit 2 Hz. Dimmen der LED
- Ansteuern des Relay (Pin4)
- Ansteuern des Buzzer (Pin PWM9)
- Einlesen des LDR (A2)
- Einlesen des Poti (A0)
- Solange der Taster S1 gedrückt ist, soll die Temperatur des LM 35 (A1) eingelesen werden. Es soll der Mittelwert aus 5 Messungen auf den serial monitor gegeben werden.
- Der Motor soll in Abhängigkeit der Poti-Stellung schneller drehen. Links- und Rechtslauf wird über den Wert des LDRs bestimmt.
- Eigene Idee.....

9.5 Links und Info:

Arduino Praxiseinstieg, Thomas Brühlmann, 978-3-8266-5605-7

Arduino Cookbook, Michael Margolis, 978-0-596-80247-9

Arduino WebSite: <http://arduino.cc/>

Wikipedia: <http://de.wikipedia.org/wiki/Arduino-Plattform>

Tutorial: <http://www.freeduino.de/books/arduino-tutorial-lady-ada>

10 Digital-Elektronik

10.1 Zahlen-Systeme

Binär-System: 0,1 (so arbeiten Computer)

Dezimal-System 0,1,2,3,4,5,6,7,8,9

Hexadezimal-System 0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,A,B,C,D,E,F

Binär				Dezimal	Hexadezimal
2^3 (8)	2^2 (4)	2^1 (2)	2^0 (1)		
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1
0	0	1	0	2	2
0	0	1	1	3	3
0	1	0	0	4	4
0	1	0	1	5	5
0	1	1	0	6	6
0	1	1	1	7	7
1	0	0	0	8	8
1	0	0	1	9	9
1	0	1	0	10	A
1	0	1	1	11	B
1	1	0	0	12	C
1	1	0	1	13	D
1	1	1	0	14	E
1	1	1	1	15	F

4-bit Zahl	0110	6
8-bit Zahl	1010 0111	167
16-bit Zahl	1001 1101 0011 1000	40248
32-bit Zahl	1100 1001 1110 0101 0101 1100 1100 1010	3387251914

Anzahl Bit bedeutet Anzahl Stellen

Die heute üblichen Personal-Computer arbeiten mit 32) oder 64 bit

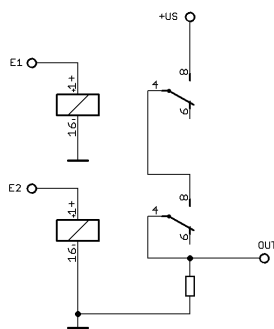
z.B die Mikro-Prozessoren **Pentium 4** oder **Atlon** (32/64 bit)

Ergänze diese Tabelle

Dezimal	Hexa-Dezimal	Binär	Anzahl benötigte Bit's
7			
	AF		
233		1100 0110	
	FFFF		
32767		1 1000 1000 1000 1000	
	DDCC AA11		
100000			

10.2 Digitale Grundfunktionen

10.2.1 AND (*und*-Gatter)



Wahrheitstabelle:

E1	E2	Out
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

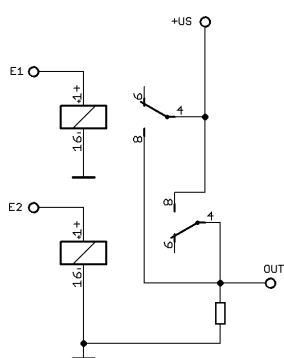
$$\text{Out} = E1 \wedge E2$$

DIN Schaltzeichen	Amerikanisches Schaltzeichen

Typischer Chip: 74LS08
MC14081

AND gibt es auch mit mehreren Eingängen.

10.2.2 OR (*oder*-Gatter)



Wahrheitstabelle:

E1	E2	Out
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

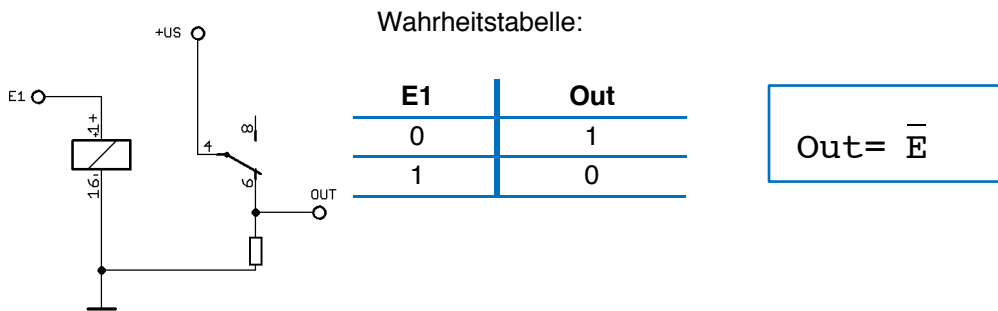
$$\text{Out} = E1 \vee E2$$

DIN Schaltzeichen	Amerikanisches Schaltzeichen

Typischer Chip: 74LS32
MC14071

OR gibt es auch mit mehreren Eingängen.

10.2.3 NOT (*nicht-Gatter*)



DIN Schaltzeichen	Amerikanisches Schaltzeichen

Typischer Chip: 74LS04
CD4049

10.3 TTL und CMOS

10.3.1 TTL (Transistor Transistor Logik)

- Supply-Voltage: 4.75...5.25V
- Input-Voltage: V_{Hi} : 2.0V (min.)
 V_{Lo} : 0.8V (max)
- Output Current: I_{Hi} : 0.4 mA
 I_{Lo} : 8 mA

10.3.2 CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor)

- Supply-Voltage: 3...18V
- Input-Voltage: V_{Hi} : 3.5V (min. @ 5V)
 V_{Lo} : 1.5V (max @ 5V)
- Output-Current: 10 mA

Achtung: CMOS sind empfindlich auf statische Ladung.



Nicht verwendete Eingänge müssen in der Digitaltechnik immer auf ein definiertes Potential gelegt werden! Dies kann HIGH oder LOW sein.

☞ Aufgabe „Schaltgeschwindigkeit CMOS vs. TTL“:

- Ist TTL oder CMOS schneller?
- Baue eine Versuchsschaltung auf und messe die Geschwindigkeit. (74LS08 und MC14081)

10.4 Zusammenfassung der digitalen Grundfunktionen

Schaltzeichen	Bedeutung	Wahrheitstabelle	Erklärung															
	<p>ODER</p> <p>OR</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>X</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	X	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	Ausgang ist 1 wenn mindestens ein Eingang 1 ist
A	B	X																
0	0	0																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	1																
	<p>UND</p> <p>AND</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>X</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	X	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	Ausgang ist 1 wenn alle Eingänge 1 sind
A	B	X																
0	0	0																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	1																
	<p>NICHT</p> <p>NOT</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>X</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	A	X	0	1	Ausgang ist 1 wenn Eingang 0 ist (Inversion)											
A	X																	
0	1																	
	<p>ODER-NICHT</p> <p>NOR</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>X</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	X	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	Ausgang ist 0 wenn mindestens ein Eingang 1 ist
A	B	X																
0	0	1																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	0																
	<p>UND-NICHT</p> <p>NAND</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>X</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	X	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	Ausgang ist 0 wenn alle Eingänge 1 sind
A	B	X																
0	0	1																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	0																

Die Bausteine OR, AND, NOR und NAND können auch 3, 4 oder sogar 8 Eingänge aufweisen, die Funktionen bleiben gleich. Die Funktionen NOR und NAND sind zusammengesetzt aus OR und NOT resp. AND und NOT; sie stellen die flexibelsten Bausteine dieser Art dar.

Schreibweise (in Formeln) :

AND	⇒	$A \wedge B = X$
OR	⇒	$A \vee B = X$
NOT	⇒	$\overline{A} = X$
NAND	⇒	$\overline{A \wedge B} = X$
NOR	⇒	$\overline{A \vee B} = X$

10.5 Gesetze und Rechenregeln (Theoreme)

AND		OR
$A \wedge 0 = 0$		$A \vee 0 = A$
$A \wedge 1 = A$		$A \vee 1 = 1$
$A \wedge A = A$		$A \vee A = A$

10.5.1 Kommutatives Gesetz (= vertauschen)

$$A \wedge B = B \wedge A$$

$$A \vee B = B \vee A$$

1.1.1. Assoziatives Gesetz (= zusammenfassen, in Klammer setzen)

$$A \wedge B \wedge C = (A \wedge B) \wedge C$$

$$A \vee B \vee C = (A \vee B) \vee C$$

1.1.2. Distributives Gesetz (= ausklammern)

$$A \wedge B \vee A \wedge C = A \wedge (B \vee C)$$

1.1.3. de Morgan'sche Regel

$$\overline{A \wedge B \wedge C} = \overline{A} \vee \overline{B} \vee \overline{C}$$

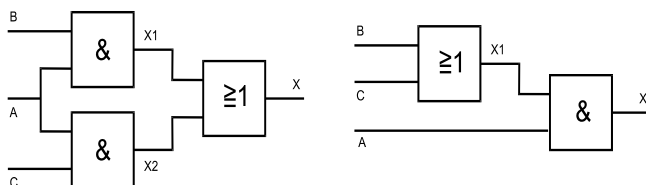
$$\overline{A \wedge B} = \overline{A} \vee \overline{B}$$

Das Ganze lässt sich (mit Ausnahme de Morgan'sche Regel) mit der Algebra vergleichen:

AND entspricht einer Multiplikation, OR einer Summierung. (eine ältere Schreibweise benutzt sogar diese Zeichen dafür, ist aber verwirrend, weil ein „+“ einem OR und ein Punkt einem AND entspricht)

Umsetzung einer Formel in Schaltungssymbole resp. Schaltung

$$A \wedge B \vee A \wedge C = A \wedge (B \vee C)$$



10.6 Verschiedene „Logik-Familien,,

Es gibt verschiedene Technologien um digitale Bausteine (= Logikbausteine) zu realisieren, sie zeichnen sich durch verschiedene Eigenschaften aus

Logik-Familie	Technologie	Frequenz Verzögerung	Verlustleistung statisch, bei 100kHz (ein Gate)	Betriebsspannung
MC 14xxx CD 4xxx	Metallgate MOS-FET	10 MHz 105 nS	0,001 mW 0,1 mW	3...18 V
74HCyyy	Silicon gate MOS-FET	40 MHz 10 nS	0,000025 mW 0,17 mW	4...6 V
74LSyyy	Low Power Schottky TTL	40 MHz 10 nS	2 mW 2 mW	4,75...5,25 V
74yyy	Standard TTL (<i>veraltet</i>)	35 MHz 10 nS	10 mW 10 mW	4,75...5,25 V
74ACyyy	High Speed MOS-FET	170 MHz 1 nS	0,0025 mW	s. Datenbuch
74ALSyyy	Advanced LS- TTL	70 MHz 4 nS	1 mW 1 mW	4,75...5,25 V

Die ersten drei Zeilen sind die üblichsten Familien, doch schnellere Computer machen auch hier immer neue Entwicklungen nötig (zb. 74ACyyy - Familie) die Daten sind aus den entsprechenden Datenbücher zu entnehmen.

Das xxx oder yyy steht für die verschiedenen Funktionen innerhalb der IC's, zu beachten ist: die 74'er und die 14'er Familie sind **nicht** kompatibel.

Die Daten hier sind eine einfache Zusammenfassung, sie sind mit Vorsicht zu geniessen, d.h. genaueres ist den Datenbücher zu entnehmen. Bei zeitkritischen Applikationen sollte die Maximalfrequenz viel niedriger als diese Angaben sein.

Die Betriebsspannung beträgt normalerweise 5.0 V, bei der 14xxx/4xxx Serie ist ein grosser Bereich möglich, doch sind gewisse Daten spannungsabhängig (s. Datenbuch).



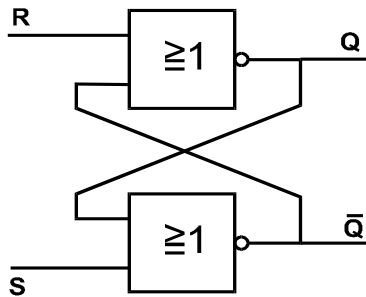
Bei Arbeiten mit CMOS-Bausteinen (MC14xxx) müssen ESD-Massnahmen beachten werden.

10.7 Speicherelemente der Sequenziellen Logik

Sequenziell \Rightarrow in einer Reihe aneinandergehängt (zeitlicher Ablauf)

Bsp.: t_{n-1} = kurz vor dem Ereignis, t_n = beim, resp. kurz nach dem Ereignis

10.7.1 R-S Flip-Flop:



t_{n-1}		t_n	
R	S	Q	\bar{Q}
0	0	wie	vorher
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	(0)	(0)

Die Letzte Zeile liefert ein undefiniertes Resultat, da die zwei Gates nie genau gleich schnell sind. Beim Einschalten ist der Zustand nicht definiert (das schnellere Gate „gewinnt,“)

Praktische Anwendung:

- Baue diese Anordnung mit einem MC 14001 auf, kontrolliere sie auf richtige Funktion.
- Entwerfe einen R-S Flipflop mit NAND-Gate's, baue diesen ebenfalls (Polaritäten sind anders)
- Protokolliere dies!

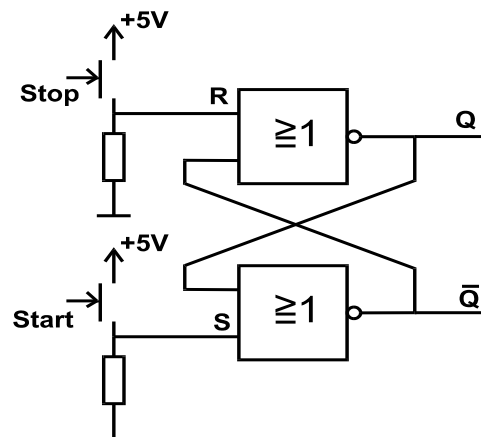


Abb. 41: Entprellschaltung mit RS-FlipFlop

Es gibt weitere Flipflops wie:

D-Flipflop
JK-Flipflop
T-Flipflop

Auf diese Arten von Flipflops soll nicht weiter eingegangen werden. Diese Flipflops werden genauer in der Berufsschule besprochen.

11 Praktische Anwendungen mit Digitaltechnik

11.1 Dekaden-Zähler

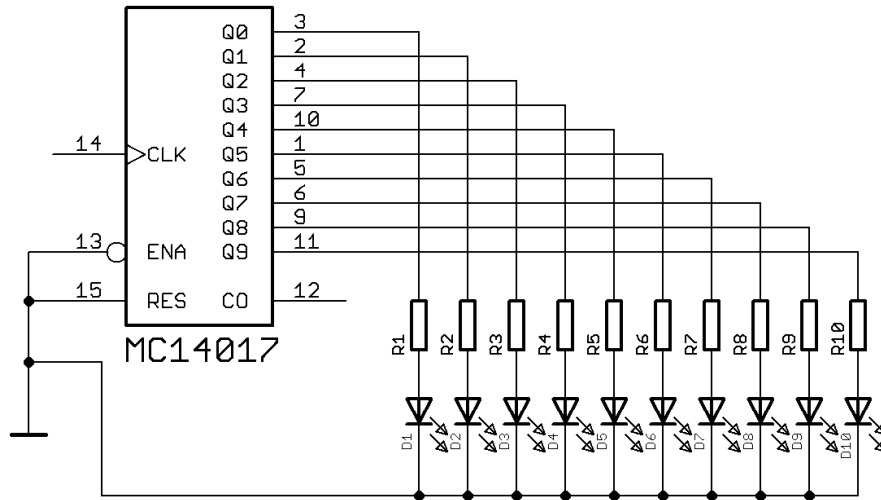


Abb. 42: Dekadenzähler

Aufgabe „Dekadenzähler“:

- Baue den Dekaden-Zähler auf (+US: Pin 16 und GND: Pin 8)
- Bei „clock“ ein TTL-Signal.
- Wofür ist Pin 12?
- Schreibe ein kurzes Protokoll.

Bemerkung: +Us: Pin 16 // GND: Pin 8
Lese Datasheet MC14017!!
Pin12: Ausgang für weitere Dekade

11.1.1 BCD-Code (Binary-Code-Dezimal)

Mit dem BCD-Code kann man Ziffern (0...15) darstellen.
 Bei Zahlen mit mehreren Ziffern wird zusammen gesetzt.

4 Bit	2^3	2^2	2^1	2^0
	8	4	2	1

Zahl:	3	6	1
	0011	0110	0001

11.2 Segment Anzeige

Die Anzeigen gibt es als „common-cathode“ oder als „common-anode“ Ausführung. Je nach Anwendung wird passendes Display ausgewählt. Die Segmente sind einzelne LED und benötigen je einen Vorwiderstand.

Ein BCD-to-7-Segment-Decoder kann das Display direkt ansteuern. MC14511 (common-cathode) oder SN74LS247 (common-anode).

Die Segmente werden mit Kleinbuchstaben (a...g) bezeichnet.

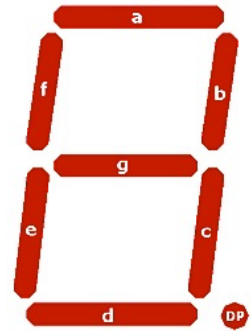


Abb. 43: 7-Segment-Anzeige

Schema zur Ansteuerung einer 7-Segment-Anzeige:

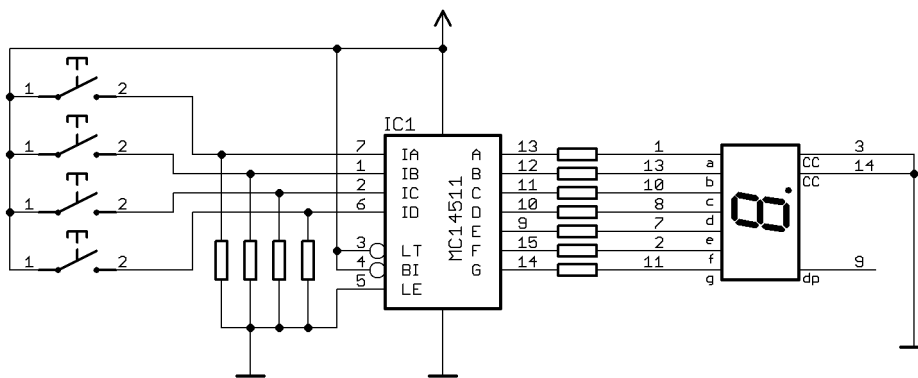


Abb. 44: Ansteuerung 7-Segment-Anzeige

☞ Aufgabe 7-Segment-Anzeige“:

- Baue die Schaltung auf (+US: Pin 16 und GND: Pin 8)
- Bestimme die Widerstände
- Teste die Schaltung aus
- Wofür ist Pin3 (LT), Pin5 (LE) und Pin4 (BI)?
- Baue die Schaltung **nicht** ab. Wir brauchen sie in der nächsten Aufgabe noch einmal.
- Schreibe ein kurzes Protokoll

Bemerkung: 7-Segment Anzeige: common cathode!!

LT: Lamp Test → alle Segmente on

LE: Helligkeit (PWM)

B: alle Segmente dunkel

11.3 Zähler mit 74LS192 (up/down)

Schema:

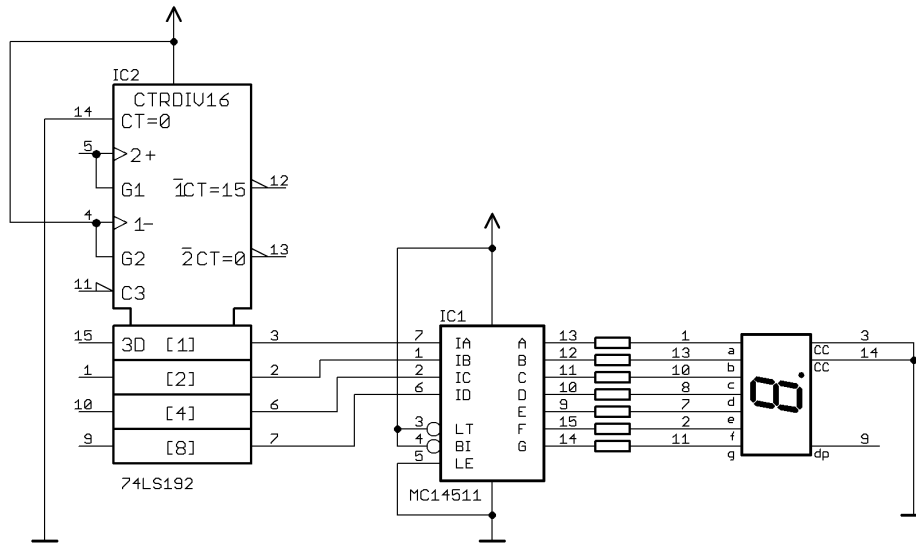


Abb. 45: Up-Down-Zähler

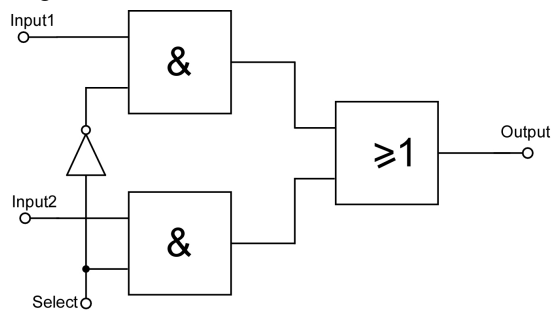
Aufgabe Zähler up/down:

- Nimm die Schaltung aus der vorherigen Aufgabe und ergänze sie mit dem Zähler 74LS192.
- Teste die Schaltung aus
- Wofür ist Pin12 (Carry Output)?
- Baue einen 2-stelligen Zähler auf.
- Schreibe ein kurzes Protokoll
- Erfahre mehr über den Chip 74LS193 und lese im DataSheet.
- Baue eine einfache Uhr, welche die Sekunden und Stunden anzeigen kann.

11.4 Multiplexer

Muss man mehrere Signale abwechselnd auf einen (Mess-) Eingang geben, so kommt ein sogenannter Multiplexer zum Einsatz.

Normalerweise werden fertige Multiplexer-ICs verwendet. Prinzipiell funktioniert ein Multiplexer wie folgt:



Beispiel:

- 74LS150
- 74LS151
- CD4016
- CD4066
- CD4512

Abb. 46: Multiplexer

12 Der Übergang von der analogen zur digitalen Welt

12.1 Einfachster 4-Bit Digital-Analog Wandler

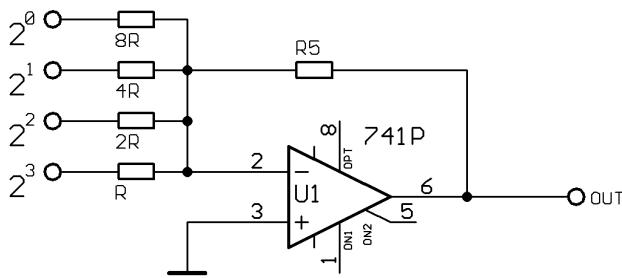


Abb. 47: Digital-Analog-Wandler

$$U_{\text{OUT}} = -R_5 \cdot U_{\text{Digital}} \cdot \left(\frac{2^3}{R} + \frac{2^2}{2R} + \frac{2^1}{4R} + \frac{2^0}{8R} \right)$$

Für bessere Wandler wird anstelle U_{Digital} eine Referenzspannung genommen, die mit den Bits zugeschaltet wird.

Handelsüblich sind D-A Wandler mit Bitbreiten von 8-24 Bit erhältlich, die Widerstände sind zumeist lasergetrimmt, die Digitaleingänge können parallel oder auch seriell (internes Schieberegister) ausgeführt sein.

12.2 Analog-Digital-Wandler

Häufig tritt in der Elektrotechnik das Problem auf, eine Spannung digital zu verarbeiten. Dazu wandelt man eine Spannung mit einem Analog-Digitalwandler in eine proportionale Digital-Zahl um. Diese Zahl kann man nun mit Digitalrechnern weiterverarbeiten oder auch nur anzeigen, wie es in Digitalvoltmetern geschieht. Die Technik der Analog-Digital-Wandler ist wesentlich komplizierter als die der Digital-Analogwandler.

Man unterscheidet vier prinzipiell verschiedene Verfahren,

- das Parallelverfahren (Flash-Wandler)
- das Annäherungsverfahren (Sukzessive Approximation SAR)
- das Zählverfahren
- Das Zeitverfahren (Sägezahn, Doppelsägezahn = Dual-Slope)

12.3 Parallelverfahren:

Das **Parallelverfahren** vergleicht man die Eingangsspannung gleichzeitig mit n Referenzspannungen und stellt fest, zwischen welchen beiden sie liegt. Auf diese Weise erhält man die vollständige Zahl in einem Schritt. Allerdings ist der Aufwand sehr hoch, da man für jede mögliche Zahl einen Komparator benötigt. Für einen Messbereich von 0 bis 100 in Schritten von Eins benötigt man also n=100 Komparatoren.

Die Komparator-Zustände werden zunächst in den Gray-Code, dann in den Dual-Code übertragen. Beim Gray-Code handelt es sich um einen Zahlencode, der so beschaffen ist, dass sich beim Übergang von einer Zahl zur nächsten immer nur ein einziges Bit ändert. Beim Übergang zur nächsthöheren Stellenzahl werden alle niedrigen Zahlen gespiegelt und eine Eins davorgesetzt. Dabei müssen nicht notierte Nullen sinngemäß ergänzt werden.

Dezimal-Code	Dual-Code	Gray-Code
0	0	0
1	1	1
2	10	11
3	11	10
4	100	110
5	101	111
6	110	101
7	111	100

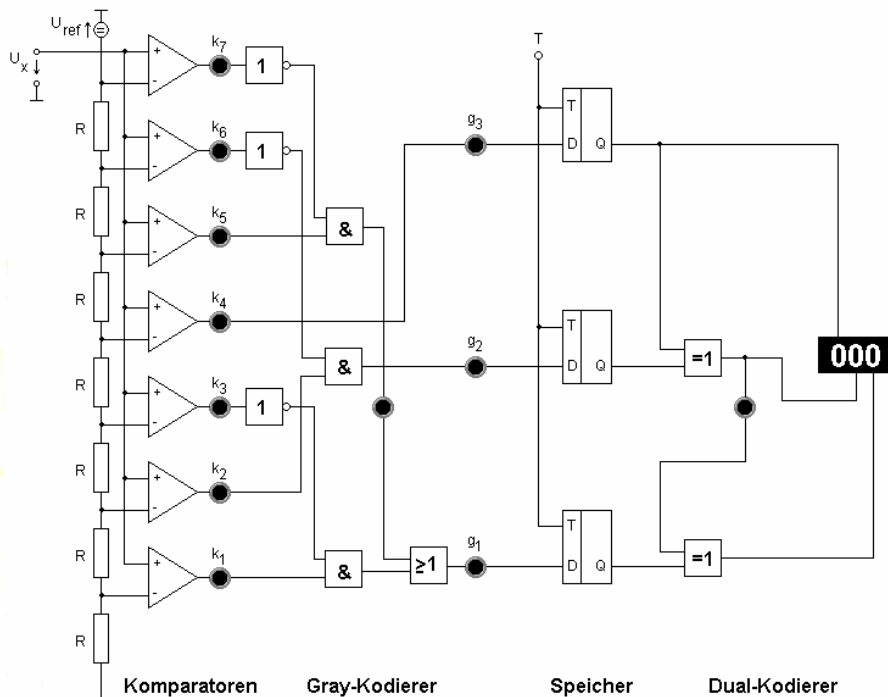


Abb. 48: Parallelverfahren

- Vorteile:** sehr schnell, unmittelbares Resultat (nur Baustein-Verzögerung)
Nachteile: sehr aufwändig (für grössere Bitbreiten undurchführbar) = teuer

12.4 Annäherungs-Verfahren (Sukzessive Approximation = SAR)

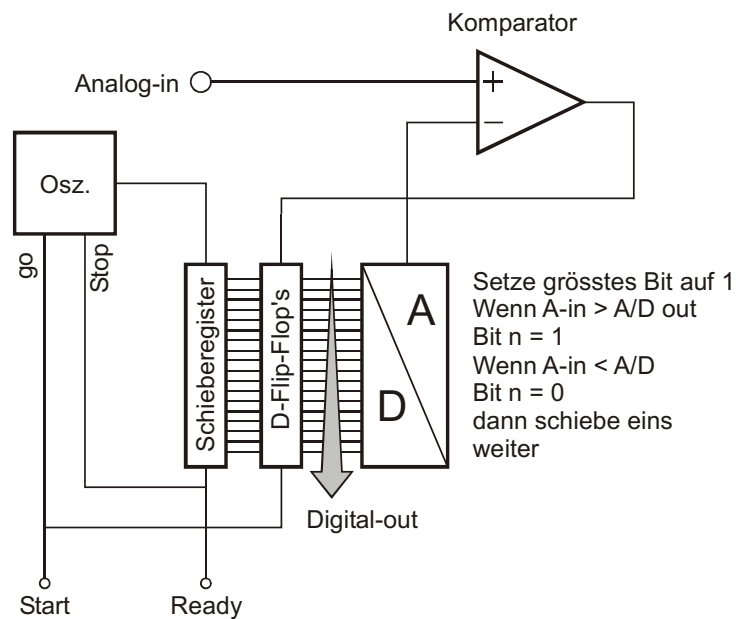


Abb. 49: Sukzessive Approximation

- Vorteile:** grössere Bitbreiten (12-24 bit) realisierbar, feste Wandelzeit (clock * Bitbreite)
Nachteile: aufwändige Steuerlogik (viele Flip-Flops), benötigt D-A Wandler

1.1.4. Zählerverfahren

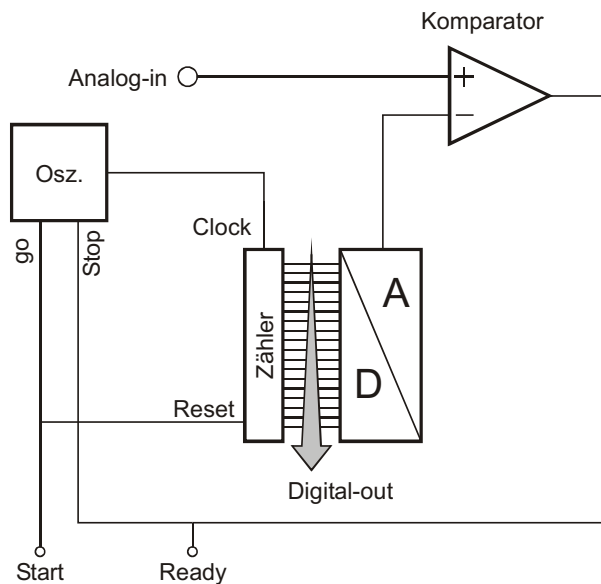


Abb. 50: Zählerverfahren

- Vorteile:** weniger aufwändige Steuerlogik, grosse Bitbreiten realisierbar
Nachteile: Langsam bei grossen Bitbreiten und grossen Eingangsspannungswerten
 (z.B. 16bit > max. Wandelzeit = 65535*clock-t),
 Wandelzeit abhängig vom Eingangswert, benötigt D-A Wandler

12.5 Zeitverfahren, Sägezahnverfahren

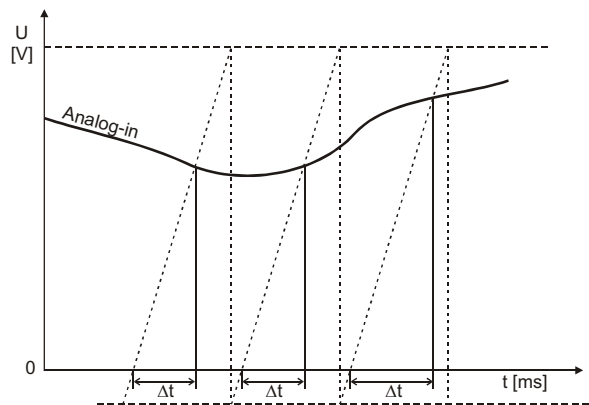


Abb. 51: Zeitverfahren

Bei diesem Verfahren wird ein linearer Sägezahn erzeugt und die Zeit gemessen, die er zwischen der Spannung 0 und der zu messenden Spannung benötigt. Die Zeitmessung erfolgt digital, die von einem Oszillator stammenden Pulse werden während der Zeit Δt mit einem Digitalzähler gezählt, der Zählerendstand entspricht dann dem digitalen Resultat.

Vorteile: benötigt keinen (teuren) D-A Wandler, kostengünstig

Nachteile: Bauteiltoleranzen und Temperaturabhängigkeit in der Analogen Schaltung (Sägezahn-Oszillator benötigt eine Kapazität, die temperaturabhängig ist)

12.6 Dual-Slope-Verfahren (zwei-Rampen-Verfahren)

Das Dual-Slope-Verfahren arbeitet mit zwei Schritten, Dual-Slope bedeutet zwei unterschiedlich steigende (sinkende) Flanken. Kernstück dieses Wandlers ist ein Integrator, dessen Ausgang zwei unterschiedliche Flanken hat.

Im Schritt 1 wird die zu messende Spannung (die positiv zum Integrator sein muss) während einer festvorgegebenen Zeit (t_1) integriert (C des Integrators wird geladen)

Im Schritt 2 wird eine negative Festspannung an den Eingang des Integrators gelegt, der Kondensator wird (linear) entladen bis die Ausgangsspannung des Integrators 0 ist, diese Entladezeit (t_2) ist das Mass für die Grösse der Eingangsspannung. Diese Zeit (t_2) wird mit einem Oszillator und einem Digitalzähler gemessen und steht als digitales Resultat zur Verfügung.

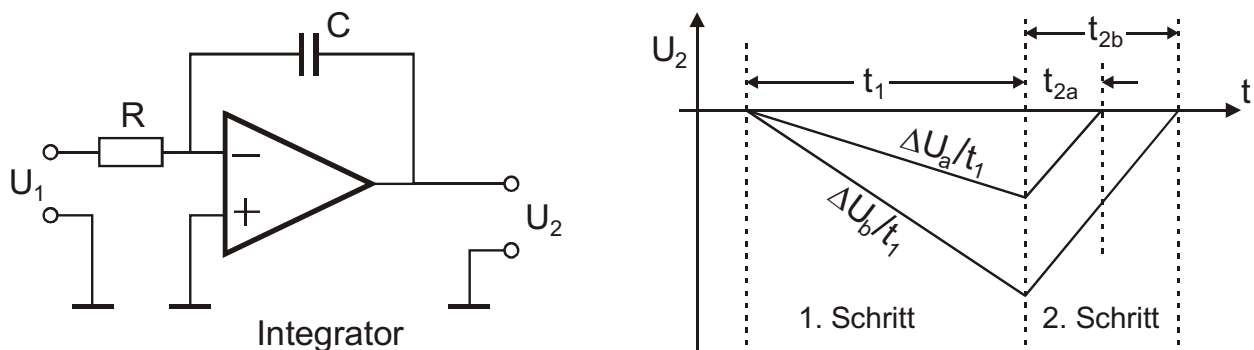


Abb. 52: Dual-Slope-Verfahren

Vorteile: Toleranz und Temperaturabhängigkeit von C wird kompensiert, ist t_1 ein Vielfaches einer periodischen Störung (z.B. 50 Hz-Netzeinstreuung) wird diese wegintegriert

Nachteile: aufwändige Logikschaltung, langsam.

12.7 Zusammenfassung A-D Wandler

Wandler-Prinzip	Wandlungszeit	gebräuchliche Auflösung	Verwendungszweck	ca. Preis
Komparatoren, Flash-Wandler	10ns..1ms	4..8 bit	Speicher-KO, Video	Teuer, kCHF-Bereich
Zähler und D-A	$2^{\text{Bitbreite}} \times \text{Taktzeit}$	8..16 (24) bit	„Bastel“, nicht gebräuchlich	10..200 CHF
SAR	1ms..1ms Anzahl Bits x Taktzeit	8..16 (24) bit	Audio-Wandler, PC-Messkarten, Transienten Recorder	50..5000 CHF
Sägezahn			nicht gebräuchlich	
Dual-Slope	0.1s..1s	12..24 bit	Digitalmultimeter	10..1000 CHF

Allgemein kann gesagt werden, dass eine Verdoppelung der Auflösung (= ein Bit mehr) ungefähr eine Verdoppelung des Preises zur Folge hat, dasselbe gilt für die Geschwindigkeit.

Die meisten Schaltungen sind relativ komplex, aber meist als Spezial-IC's erhältlich.

Es gibt auch Kombinationen von Wandlungsarten, z.B. Flash-Wandler und SAR

Zu beachten

Analog-Digital-Wandlung erfordert immer eine gewisse Zeit, während dieser darf sich das Eingangssignal nicht verändern, ansonsten es zu Fehlmessungen kommen kann, die zum Teil krasse Fehlinterpretationen zur Folge haben, z.B. der Analog-Wert verändert sich während der Wandlung genau über den Wert des höchstwertigen Bits, so könnte die Fehlinterpretation die Hälfte der maximalen Auflösung betragen.

Aus diesem Grund muss vor dem Wandler ein analoges Halteglied (Sample-Hold) eingefügt werden. Auch muss dafür gesorgt werden, dass die Frequenz des Eingangssignales kleiner als die Hälfte der Abtastfrequenz beträgt, ansonsten es zu **Aliasing** kommt; um dies zu verhindern muss ein steilflankiger Tiefpass vorgeschaltet werden = **Anti-Aliasing-Filter**

12.8 Aliasing-Effekt:

Lesenach im Messmethoden-Kurs.

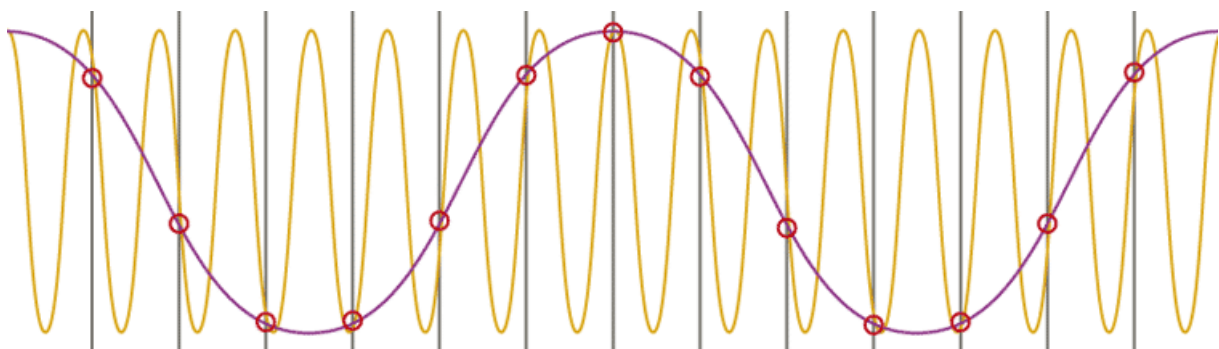


Abb. 53: Aliasing-Effekt

Orange: Eingangsfrequenz = 7 kHz, Senkrechte, graue Linien: Abtastfrequenz 8 kHz

Es resultiert eine Fehlinterpretation, die gespeicherte Welle erscheint als 1 kHz Welle.