

# Formelsammlung

## Elektronische Fächer

TFO Meran 'Oskar von Miller'

11. korrigierte und erweiterte Auflage  
01.05.2022



### Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einige Grundlagen der Elektrotechnik</b>	<b>5</b>
<b>2. Dioden</b>	<b>6</b>
2.1. Diodenkennlinie der Si-Diode . . . . .	6
2.2. Dioden und ihre Schaltzeichen . . . . .	6
<b>3. Transistoren</b>	<b>6</b>
3.1. Kennlinie des npn-Transistors . . . . .	6
3.2. Grundschaltungen des npn-Transistors . . . . .	6
3.3. AP-Einstellung mit Basisspannungsteiler . . . . .	7
<b>4. OPV Grundschaltungen</b>	<b>7</b>
4.1. Nichtinvertierender Verstärker . . . . .	7
4.2. Invertierender Verstärker . . . . .	7
4.3. Addierer . . . . .	7
4.4. Subtrahierer . . . . .	7
4.5. Komparator, Vergleicher . . . . .	7
4.6. Nichtinvertierender Schmitttrigger . . . . .	7
4.7. Invertierender Schmitttrigger . . . . .	8
4.8. Integrierer . . . . .	8
4.9. Differenzierer . . . . .	8
4.10. Exponentialschaltung und Logarithmierer . . . . .	8
4.11. Impedanzwandler . . . . .	8
4.12. Instrumentenverstärker . . . . .	8
4.13. Zeitverhalten von OPV Schaltungen . . . . .	8
4.13.1. Komparatorschaltungen . . . . .	8
4.13.2. Verstärkerschaltungen . . . . .	9
<b>5. OPV Anwendungen</b>	<b>9</b>
5.1. Filtergrundlagen . . . . .	9
5.2. LR-Filter . . . . .	9
5.3. Aktiver Tiefpass 1. Ordnung . . . . .	9
5.4. Aktiver Hochpass 1. Ordnung . . . . .	9
5.5. Hintereinanderschaltung von Filtern . . . . .	10
5.6. Einfache Bandsperre erster Ordnung . . . . .	10

5.7.	Bandpass . . . . .	10
5.8.	Filter höherer Güte . . . . .	10
5.9.	Hochpass . . . . .	10
5.10.	Bandpass . . . . .	10
5.11.	Bandsperre, Kerbfilter (Notchfilter) . . . . .	10
5.12.	Allpass . . . . .	11
5.13.	Spezialschaltungen . . . . .	11
5.13.1.	Spitzenwertgleichrichter . . . . .	11
5.13.2.	Hüllkurvendetektor . . . . .	11
5.13.3.	Halbwellenpräzisionsgleichrichter . . . . .	11
5.14.	U/I und I/U - Wandler . . . . .	11
5.14.1.	Potentialfreie Stromquelle . . . . .	11
5.14.2.	Geerdete Stromquelle . . . . .	11
5.14.3.	Leistungsstromquelle . . . . .	12
5.14.4.	Lastfreier I/U-Wandler . . . . .	12
5.15.	U/f und f/U - Wandler . . . . .	12
5.15.1.	U/f - Wandler . . . . .	12
5.15.2.	Einfacher f/U - Wandler . . . . .	12
5.15.3.	f/U - Wandler . . . . .	12
5.16.	Rechteckgenerator . . . . .	12
5.17.	PWM Generator . . . . .	12
5.18.	Rechteck - Dreieck - Generator . . . . .	13
5.19.	Sinusgeneratoren . . . . .	13
5.20.	Timerschaltungen mit dem 555 . . . . .	13
5.20.1.	Interner Aufbau des 555 . . . . .	13
5.20.2.	Nadelimpulsgenerator . . . . .	13
5.20.3.	Rechteckgenerator . . . . .	13
5.20.4.	Monostabile Kippstufe . . . . .	14
5.20.5.	Triggerung des 555 . . . . .	14
5.21.	AD - Wandler . . . . .	14
5.21.1.	Flash AD-Wandler . . . . .	14
5.21.2.	Sukzessive Approximation . . . . .	14
5.22.	DA - Wandler . . . . .	14
5.22.1.	Additionsprinzip . . . . .	14
5.22.2.	R/2R Verfahren . . . . .	14
5.22.3.	Analogausgabe über PWM . . . . .	14

<b>6.</b>	<b>Leistungselektronik</b>	<b>15</b>
6.1.	Gleichrichter . . . . .	15
6.2.	Drosselwandler, Schaltregler, Schaltnetzteile . . . . .	15
6.2.1.	Abwärtswandler . . . . .	15
6.2.2.	Aufwärtswandler . . . . .	15
6.2.3.	Inverswandler . . . . .	15
6.2.4.	Integrierte Schaltregler . . . . .	15
6.3.	Ladungspumpen . . . . .	15
6.4.	Längsregler . . . . .	16
6.5.	Transistor als Schalter am Beispiel Relais . . . . .	16
6.6.	H-Brücke . . . . .	16
6.7.	Wechselstromverstärker . . . . .	16
6.7.1.	Klasse A Verstärker . . . . .	17
6.7.2.	Klasse B Verstärker . . . . .	17
6.7.3.	Klasse AB Verstärker . . . . .	17
6.7.4.	Klasse C Verstärker . . . . .	17
6.7.5.	Klasse D Verstärker . . . . .	17
6.8.	Kühlkörperberechnung . . . . .	17

<b>7.</b>	<b>Nachrichtentechnik</b>	<b>18</b>
7.1.	Übertragungsmedien . . . . .	18
7.1.1.	Elektrische Leitungen . . . . .	18
7.1.2.	Lichtwellenleiter . . . . .	18
7.1.3.	Funkübertragung . . . . .	18
7.1.4.	Antennen . . . . .	18
7.2.	Fourierreihe und Fouriertransformation . . . . .	18

7.3. Modulation . . . . .	19
7.3.1. Amplitudenmodulation . . . . .	19
7.3.2. Frequenzmodulation . . . . .	19
7.3.3. Rauschen . . . . .	19
7.3.4. Digitalisierung analoger Signale . . . . .	19
7.3.5. Digitale Modulationsarten . . . . .	19
<b>8. Systeme zur Messwerterfassung</b>	<b>19</b>
8.1. Anschluss eines Sensors . . . . .	19
8.2. Resistive Sensoren . . . . .	20
8.3. Kapazitive und induktive Sensoren . . . . .	20
8.4. Ausgewählte industrielle Sensoren . . . . .	20
8.4.1. Brückensensor . . . . .	20
8.4.2. PT100 Temperatursensor, Vierleiteranschluß . . . . .	20
8.4.3. PT100 Temperatursensor, Zweileiteranschluß . . . . .	21
8.4.4. Thermoelemente . . . . .	21
8.4.5. Sensor mit 0..20mA, Dreidrahtanschluß . . . . .	21
8.4.6. Analog Spannungsausgang, massebezogen . . . . .	21
8.4.7. Analog Spannungsausgang, potentialfrei . . . . .	21
8.5. Anpassung von Sensorsignalen . . . . .	21
8.6. AD-Wandlung . . . . .	22
8.6.1. Kennwerte von AD-Wandlern . . . . .	22
8.6.2. Samplmethoden . . . . .	22
8.7. Auswertung einer Einzelmessung . . . . .	22
8.7.1. Lineare Sensorfunktion . . . . .	22
8.7.2. Sensorfunktion des NTC . . . . .	22
8.7.3. Allgemeine Sensorfunktion . . . . .	22
8.7.4. Messfehler . . . . .	22
8.8. Auswertung einer Messfolge . . . . .	23
8.8.1. Grafische Darstellung . . . . .	23
8.8.2. Digitales FIR Filter . . . . .	23
8.8.3. IIR Tiefpass 1. Ordnung . . . . .	23
8.8.4. IIR Filter 2. Ordnung . . . . .	23
8.8.5. RMS-Wert . . . . .	23
<b>9. Regelungstechnik</b>	<b>23</b>
9.1. Regelstrecken . . . . .	23
9.1.1. P-Strecken . . . . .	23
9.1.2. I-Strecken . . . . .	23
9.2. Regler . . . . .	23
9.2.1. P-Regler . . . . .	23
9.2.2. PI-Regler . . . . .	23
9.2.3. PD-Regler . . . . .	23
9.2.4. PID-Regler . . . . .	24
9.3. Regelkreis . . . . .	24
9.3.1. Zielvorgabe . . . . .	24
9.3.2. Ziegler-Nichols . . . . .	24
9.3.3. Chien-Hrones-Reswick . . . . .	24
9.3.4. Geeignete Regler für unterschiedliche Strecken . . . . .	24
9.3.5. Balance- und Kursregelung . . . . .	24
9.3.6. Zweipunktregelung . . . . .	25
9.4. Systemtheorie . . . . .	25
9.4.1. Beschreibung von Systemen . . . . .	25
9.4.2. Darstellung von Systemen im Laplace-Bereich durch Blockschatzbilder . . . . .	25
9.4.3. Stabilität von Regelkreisen . . . . .	25
9.4.4. Fehler und Sensibilität . . . . .	26
<b>10. Automatisieren mit SPS</b>	<b>26</b>
10.1. Programmstrukturen in Step 7 . . . . .	26
10.2. Codebausteine in Step 7 . . . . .	26
10.3. Elementare Datentypen in Step 7 . . . . .	26
10.4. Operanden in Step 7 . . . . .	26
10.5. Step 7 - Befehle . . . . .	26

<b>11. Programmieren in C</b>	<b>27</b>
<b>12. Programmierhilfen</b>	<b>28</b>
12.1. Flussdiagramm . . . . .	28
12.2. Struktogramm . . . . .	29
12.3. Zustandsdiagramm . . . . .	29
<b>13. Kostenrechnung</b>	<b>29</b>
<b>14. SQL Datenbanken</b>	<b>29</b>
14.1. Normalisierung . . . . .	29
14.2. Allgemeines . . . . .	29
14.3. Abfragen . . . . .	30
<b>15. Bussysteme in der Automatisierungstechnik</b>	<b>30</b>
15.1. ISO-OSI 7-Schichtenmodell . . . . .	30
15.2. Übersicht Bussysteme und Schnittstellen . . . . .	31
15.2.1. Serielle Schnittstelle RS232 . . . . .	31
15.2.2. Serieller Bus RS485 . . . . .	31
15.2.3. Systembus I2C . . . . .	32
15.2.4. Systembus SPI . . . . .	32
15.2.5. Feldbus CAN . . . . .	32
15.2.6. Feldbus ASI . . . . .	32
15.2.7. Feldbus Profibus DP . . . . .	33
15.2.8. Feldbus Profinet . . . . .	33
15.2.9. Feldbus MOST . . . . .	33
<b>16. Automatisieren mit Mikrocontroller</b>	<b>34</b>
<b>A. Regelkreisglieder</b>	<b>44</b>
<b>B. Filtertabelle</b>	<b>47</b>
<b>C. Bauteile</b>	<b>48</b>
C.1. Digitaltechnik . . . . .	48
C.2. Widerstandswerte . . . . .	48
C.3. NF-Kleinleistungs-Transistor . . . . .	48
C.4. NF-Leistungs-Transistor, npn . . . . .	49
C.5. Leistungs-MOSFET . . . . .	49
C.6. Operationsverstärker LM324 . . . . .	49
<b>D. Schutzklassen</b>	<b>49</b>

# 1. Einige Grundlagen der Elektrotechnik

## Grundgrößen

Größe	Symbol	Einheiten	Größe	Symbol	Einheiten	Griech. Alphabet
Ladung	Q	C (Coloumb), As	Stromdichte	S	$\text{A/mm}^2$	Alpha A $\alpha$
Spannung	U	V	Arbeit, Energie	W, E	J, Ws, Nm	Beta B $\beta$
Strom	I	A	Wirkungsgrad	$\eta$	1	Gamma $\Gamma$ $\gamma$
Widerstand	R	$\Omega$ (Ohm)	Spezif. Widerstand	$\rho$	$\Omega \cdot \text{mm}^{-2}$	Delta $\Delta$ $\delta$
Leitwert	G	S (Siemens)	Spezif. Leitwert	$\gamma$	$\frac{S}{\Omega \cdot \text{mm}^2}$	Epsilon $\varepsilon$
Leistung	P	W	Elementarladung	e	$1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$	Rho $\rho$

**Gleichstrom**

**Spannung:**  $U = \frac{W}{Q}$     **Stromstärke:**  $I = \frac{Q}{t}$

**Leitwert:**  $G = \frac{1}{R}$     **spezif. Leitwert:**  $\rho = \frac{1}{\gamma}$

$\gamma = \frac{1}{\rho}$      $\gamma_{CU} = 56 \frac{\text{m}}{\Omega \cdot \text{mm}^2}$      $\gamma_{Al} = 36 \frac{\text{m}}{\Omega \cdot \text{mm}^2}$

**Ohmsches Gesetz:**  $U = R \cdot I$

**Leiterwiderstand:**  $R_L = \frac{\rho \cdot l}{A} = \frac{l}{\gamma \cdot A}$

**Leistung:**  $P = U \cdot I = I^2 \cdot R = \frac{U^2}{R}$

**Arbeit, El. Energie:**  $W = P \cdot t = U \cdot I \cdot t$

**Wirkungsgrad:**  $\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}}$

**Parallelschaltung**

$$R_{\text{ges}} = \left( \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \right)^{-1} \quad \frac{1}{R_{\text{ges}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

**1. Kirchhoffsches Gesetz (Knotenregel)**

$$\sum_{i=1}^n I_i = 0 \quad I - I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

U = konstant!

**Spannungsteiler**

unbelastet	belastet

$$U_A = U_E \cdot \frac{R_p}{R_1 + R_2} \quad U_A = U_E \cdot \frac{R_p}{R_1 + R_p}$$

$$R_p = \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 + R_L}$$

**Reihenschaltung**  $R_{\text{ges}} = \sum_{i=1}^n R_i$      $R_{\text{ges}} = R_1 + R_2 + R_3$

**2. Kirchhoffsches Gesetz (Maschenregel)**

$$\sum U_i = 0 \quad U - U_1 + U_2 + U_3 = 0 \quad I = \text{konstant!}$$

## Spannungsquellen

 Spannungsquellen	<b>Leerlauf</b>	<b>Kurzschluss</b>	<b>Belastung</b>	<b>Reihenschaltung</b>
	$U_a = U_q$ $I = 0$ $R_L = \infty$	$I_K = \frac{U_q}{R_i}$ $U_q = 0$ $R_L = 0$	$U_a = U_q - U_i$ $I = \frac{U_0}{R_i + R_L}; U_i = I \cdot R_i$	$U_{qges} = U_{q1} + U_{q2}$ $U_a = U_{qges} - I \cdot R_{iges}$ I ist überall gleich groß! $R_{iges} = R_{i1} + R_{i2}$
<b>Leistungsanpassung</b>	$P_{\text{Max}} = \frac{U_q^2}{4 \cdot R_i}$ bei $R_L = R_i$			

## Magnetismus

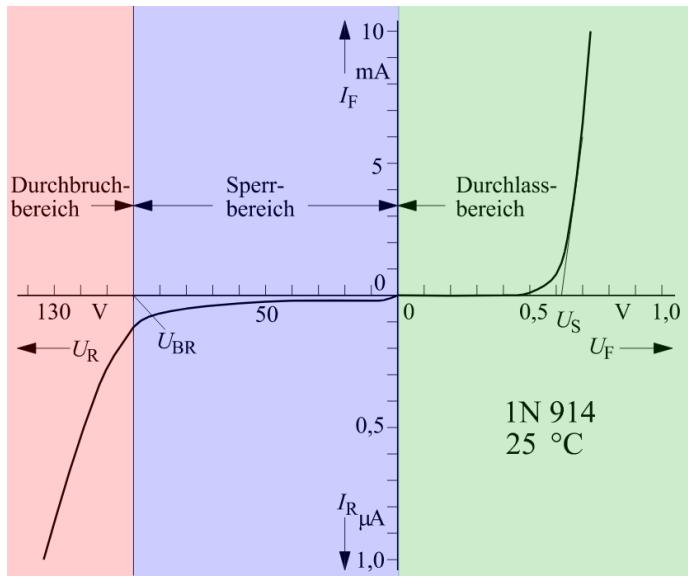
$\Theta = I \cdot N$ $H = \frac{I \cdot N}{l_m}$ $B = \mu \cdot H$ $B = \frac{\phi}{A}$ $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am}$ $R_m = \frac{l_m}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}$ $\Lambda = \frac{1}{R_m} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}{l_m}$ $L = N^2 \cdot \Lambda$ $\mu_0 \dots$ Permeabilität d. leeren Raumes $\mu_r \dots$ relative Permeabilität $l_m \dots$ wirksame Länge im magn. Feld $\Lambda \dots$ magn. wirksame Fläche	<b>Größe</b>	<b>Symbol</b>	<b>Einheiten</b>	<b>Parallelschaltung</b>
	Durchflutung	$\Theta$	A	$U_q = U_{q1} = U_{q2}$ $I = I_1 + I_2$ $\frac{1}{R_{iges}} = \frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_{i2}}$
	Feldstärke	H	$\text{A/mm}^2$	$U_a = U_q - IR_{iges}$
	Fluss	$\Phi$	Ws (Weber)	
	Flussdichte	B	$\text{Vs/m}^2$ T (Tesla)	
	Permeabilität	$\mu$	$\text{Vs/Am}$	
	Magn. Widerstand	$R_m$	$\text{V/As}$	
	Magn. Leitwert	$\Lambda$	$\Omega_s$	
	Induktivität	L	Henry)	

## Reihenschaltung von Spulen

$L_{\text{Ges}} = L_1 + L_2$	<b>Parallelschaltung von Spulen</b>	<b>Kondensator</b>	<b>Parallelschaltung:</b>
	$\frac{1}{L_{\text{Ges}}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$	$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d}$ $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm}$ $Q = C \cdot U$ $\tau = R \cdot C$ $\text{C...Kapazität}$ $\epsilon_0 \dots$ Permittivität $\mathbf{U} = U_0 (1 - e^{-t/\tau})$	$C_{\text{Ges}} = \sum_{i=1}^n C_i$ $C_{\text{Ges}} = C_1 + C_2 + C_3$ <b>Reihenschaltung:</b> $C_{\text{Ges}} = \left( \sum_{i=1}^n \frac{1}{C_i} \right)^{-1}$ $\frac{1}{C_{\text{Ges}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$

## 2. Dioden

### 2.1. Diodenkennlinie der Si-Diode

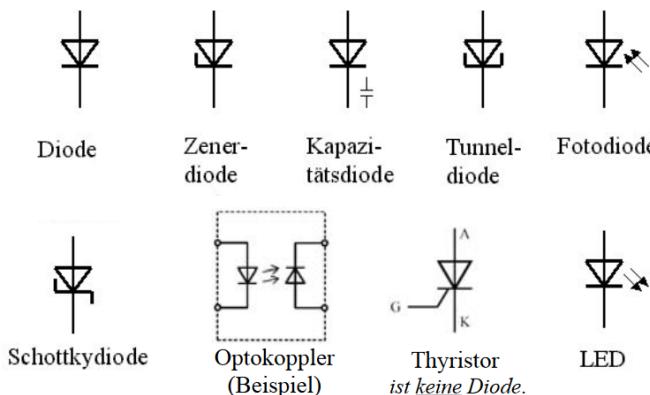


Die Shockley-Gleichung beschreibt den temperaturabhängigen Zusammenhang zwischen Durchlassstrom und Vorwärtsspannung:  $I_D = I_S(T) \cdot e^{\frac{U_F}{nU_T}}$

Dabei sind  $I_S(T)$  der Sperrstrom,  $U_T = \frac{k_B T}{e} \approx 25 \text{ mV}$  bei  $20^\circ\text{C}$  die Temperaturspannung und  $n = 1 \dots 2$  der Emmissionskoeffizient.

Der notwendige Vorwiderstand kann vereinfacht über die Vorwärtsspannung berechnet werden:  $R_V = \frac{U - U_F}{I_D}$

### 2.2. Dioden und ihre Schaltzeichen

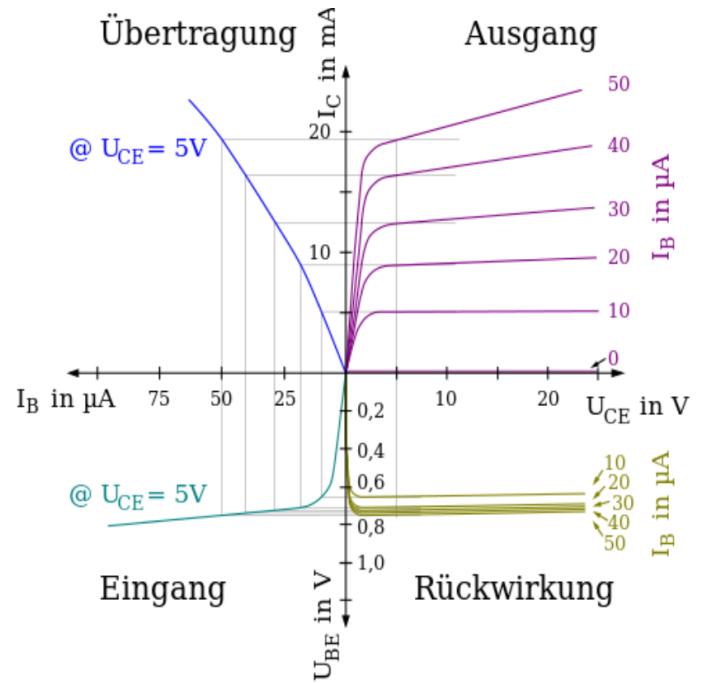


Diode	$U_S$	$I_{F,max}$
Signaldiode Si	0,7V	100mA
Gleichrichterdiode Si	0,7V	1A – 100A
Schottkydiode Si	0,2 – 0,35V	1A – 100A
Signal LED rot	1,6V	10mA
LED rot ultrahell	2,1V	30mA
LED blau ultrahell	2,9V	30mA
LED weiß ultrahell	3,5V	30mA

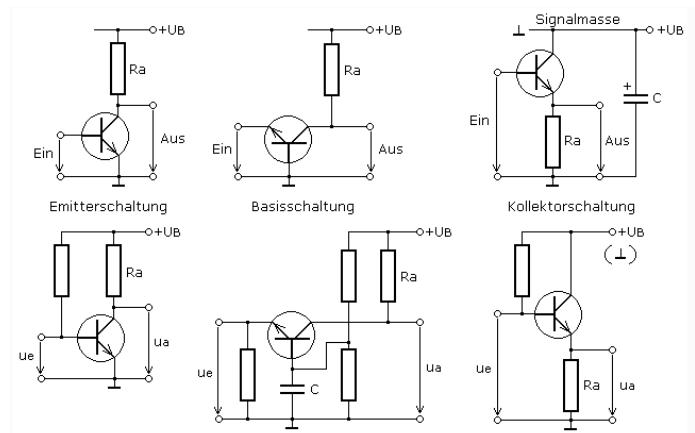
Tabelle 1: Einige Dioden mit ihren typischen Werten

## 3. Transistoren

### 3.1. Kennlinie des npn-Transistors

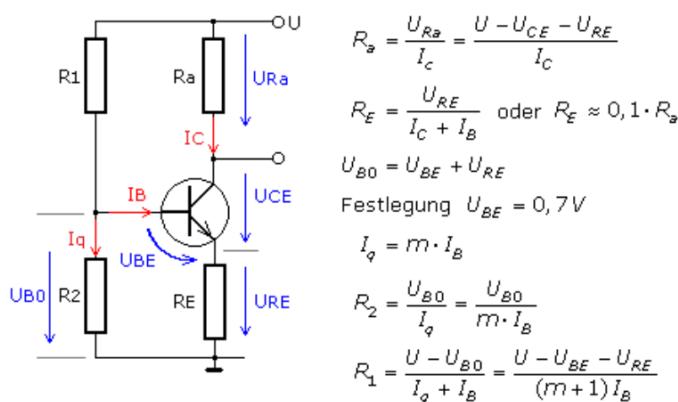


### 3.2. Grundschaltungen des npn-Transistors



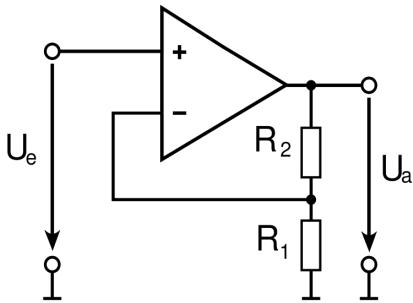
Eigenschaften	Emitterschaltung	Basischaltung	Kollektorschaltung
Stromverstärkung	$V_i$ groß >100	keine <1	groß >100
Spannungsverstärkung	$V_u$ groß >100	groß >100	keine <1
Leistungsverstärkung	$V_p$ sehr groß $\approx 10^4$	groß >100	groß >100
dyn. Eingangswiderstand	$r_e$ mittel (1 ... 10) kΩ	klein (10 ... 500) Ω	sehr groß bis 1 MΩ
dyn. Ausgangswiderstand	$r_a$ mittel (1 ... 30) kΩ	groß (10 ... 1000) kΩ	klein (0,1 ... 1) kΩ
Phasendrehung Aus/Ein	$\varphi_a$ gegenphasig $180^\circ$	gleichphasig $0^\circ$	gleichphasig $0^\circ$
obere Grenzfrequenz	$f_{go}$ mittel	sehr hoch	hoch
Anwendungsgebiete	NF-Verstärker HF-Verstärker bis 10 MHz	Oszillatoren HF-Verstärker bis 1 GHz	Impedanzwandler NF- u. HF Verstärker

### 3.3. AP-Einstellung mit Basisspannungsteiler



## 4. OPV Grundschaltungen

### 4.1. Nichtinvertierender Verstärker

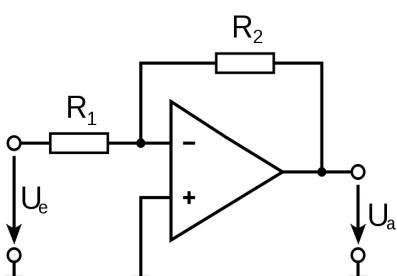


Spannungsverstärkung:  $V_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  für Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz  $f_g = \frac{f_T}{V_u}$

Besonderheit: Hoher Eingangswiderstand (LM324 1MΩ; LF412 10¹²Ω)

Anwendungen: Verstärkung, Offsetkorrektur, für rein positive Eingangsspannungen auch unipolare Versorgung möglich

### 4.2. Invertierender Verstärker

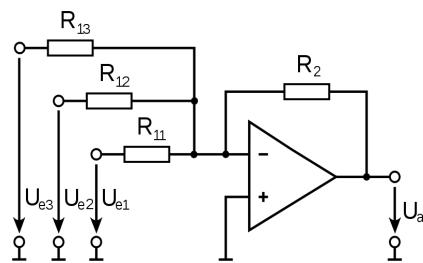


Spannungsverstärkung:  $V_u = -\frac{R_2}{R_1}$  für Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz  $f_g$

Besonderheit: Bipolare Versorgung notwendig

Anwendungen: Verstärkung von Wechselsignalen, Invertierung von Signalen, Zeitverhalten siehe Kapitel 4.13

### 4.3. Addierer



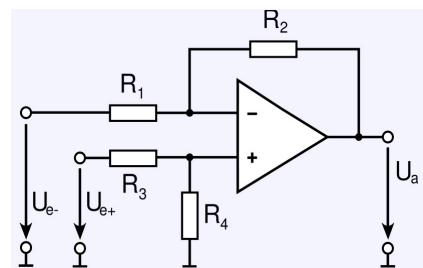
Ausgangsspannung:  $U_a = -(\frac{R_{12}}{R_{11}} U_{e1} + \frac{R_{13}}{R_{12}} U_{e2} + \dots)$

Falls alle Eingangswiderstände gleich groß sind:

$$U_a = -\frac{R_2}{R_1} (U_{e1} + U_{e2} + \dots)$$

Anwendungen: Mischung von Signalen, Offsetkorrektur, PID-Regler

### 4.4. Subtrahierer



$$\text{Falls } R_4 = R_2 \text{ und } R_3 = R_1: U_a = \frac{R_2}{R_1} (U_{e+} - U_{e-})$$

Anwendungen: Differenzverstärker, Offsetkorrektur

Bemerkung: Instrumentenverstärker verwenden, falls sehr hoher Eingangswiderstand notwendig

### 4.5. Komparator, Vergleicher

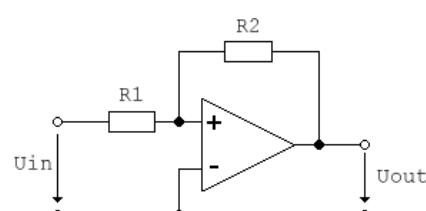
Ohne äußere Beschaltung treiben die beiden Eingangsspannungen den Ausgang in die positive oder negative Sättigung. Ausgangsspannung:

$$U_a = +U_S \text{ falls } U_+ > U_-$$

$$U_a = -U_S \text{ falls } U_+ < U_-$$

Bemerkung:  $+U_S = +U_B$  und  $-U_S = -U_B$  für rail-to-rail OPV. Anstiegszeit siehe Kapitel 4.13

### 4.6. Nichtinvertierender Schmitttrigger

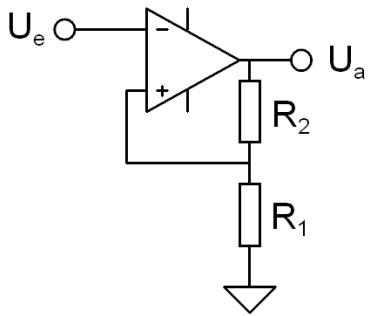


Umschaltschwellen:

$$U_a = +U_S \text{ falls } U_e > \frac{R_1}{R_2} U_S$$

$$U_a = -U_S \text{ falls } U_e < -\frac{R_1}{R_2} U_S$$

## 4.7. Invertierender Schmitttrigger



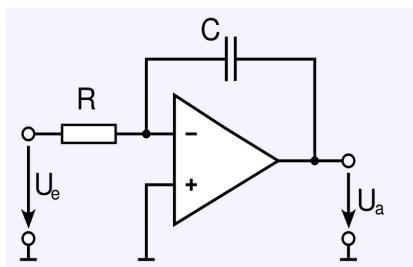
Umschaltschwellen:

$$U_a = +U_S \text{ falls } U_e < -\frac{R_1}{R_1+R_2} U_S$$

$$U_a = -U_S \text{ falls } U_e > \frac{R_1}{R_1+R_2} U_S$$

Wird  $R_1$  nicht auf Masse sondern auf ein anderes Potential gelegt, kann die Hysterese verschoben werden.

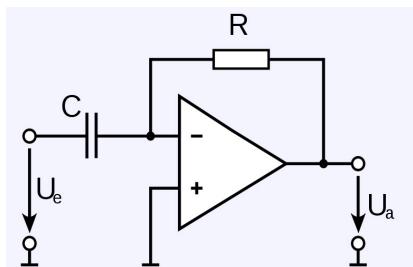
## 4.8. Integrierer



$$U_a = -\frac{1}{RC} \int U_e dt$$

Anwendungen: Signalformung, Regler

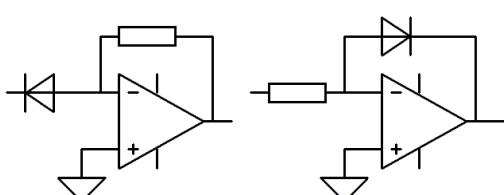
## 4.9. Differenzierer



$$U_a = -RC \frac{dU_e}{dt}$$

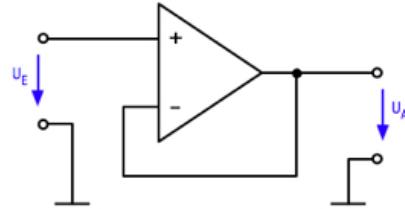
Anwendungen: Signalformung, Regler

## 4.10. Exponentialschaltung und Logarithmierer



Aufgrund der näherungsweise exponentiellen Kennlinie der Diode  $I_D \approx e^{U_D}$  ergibt sich die entsprechende Umwandlung des Eingangssignals  $U_a \approx -a \cdot \ln(b \cdot U_e)$ , a und b sind Korrekturfaktoren für die Diodenkennlinie. Anwendungen: Signalexpansion, Signalkompression, dB-Anzeige.

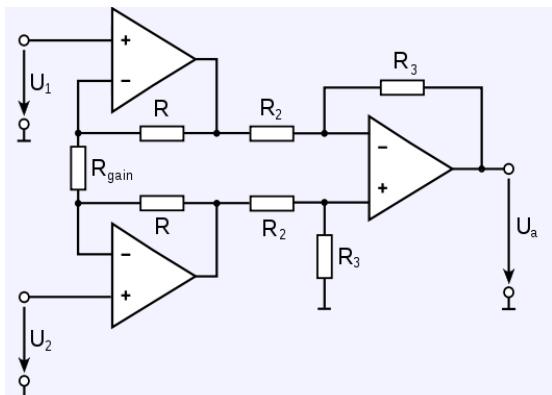
## 4.11. Impedanzwandler



$$U_a = U_e$$

Bemerkung: Hoher Eingangswiderstand, kleiner Ausgangswiderstand. Anwendungen: Impedanzanpassung, Entkopplung

## 4.12. Instrumentenverstärker



Vorteile gegenüber einfachen Verstärkern:

- Differenzverstärker mit sehr hohem Eingangswiderstand
- Verstärkung mit nur einem Widerstand  $R_{gain}$  einstellbar
- Geringe Temperaturdrift und Offsetspannung in integrierter Ausführung

$$\text{Ausgangsspannung: } U_a = \left(1 + \frac{2R}{R_{gain}}\right) \frac{R_3}{R_2} (U_2 - U_1)$$

Anwendung: Hochohmige Verstärkung kleiner Spannungssignale.

## 4.13. Zeitverhalten von OPV Schaltungen

### 4.13.1. Komparatorschaltungen

Geht wie bei Komparatorschaltungen (Schmitttrigger, Vergleicher, Rechteckgenerator, PWM Generator) die Ausgangsspannung in die Sättigung, lässt sich Anstiegszeit aus der slewrate S berechnen. Für den LM324 beträgt S=0,5V/ $\mu$ s für den LF412 10V/ $\mu$ s. Der LM324 benötigt also für den Wechsel von -15V auf +15V eine Zeit von 60 $\mu$ s.

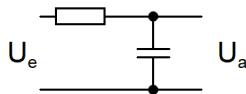
### 4.13.2. Verstärkerschaltungen

Für jede Verstärkerschaltung (invert., nichtinvert., Addierer, Subtrahierer, ...) gilt der Zusammenhang  $f_g = \frac{f_T}{V_u}$ . Ab der Grenzfrequenz  $f_g$  sinkt die Verstärkung wie beim normalen Tiefpass um 20dB pro Dekade. Die Transitfrequenz  $f_T$  ist dem Datenblatt zu entnehmen (LM324 0,5MHz; LF412 3MHz).

## 5. OPV Anwendungen

### 5.1. Filtergrundlagen

Die Übertragungsfunktion eines Filters  $\bar{H}(f) = H(f) \cdot e^{j\varphi(f)}$  ist eine komplexe Größe: Der Betrag der Funktion ist der Amplitudengang und beschreibt das Verhältnis der Aus- und Eingangsspannung in Abhängigkeit der Frequenz. In der Phase  $\varphi(f)$  steckt die Phasenverschiebung zwischen Aus- und Eingangsspannung in Abhängigkeit der Frequenz. Beide Größen, grafisch dargestellt, bilden das Bodediagramm (Amplitudengang, Phasengang). Die Grenzfrequenz eines Filters ist jene Frequenz, bei der der Amplitudengang auf 70% des Wertes im Durchlassbereich abgenommen hat. Als Pegelmaß entspricht dies einer Abnahme von 3 dB. Die Bandbreite eines Filters ist jener Frequenzbereich, innerhalb dessen die Dämpfung geringer als 3 dB ist. Filtergüte bei Bandpassfilter: Die Güte eines Bandpasses ist das Verhältnis zwischen der Mittenfrequenz und der Bandbreite  $Q = f_m/B$ .



$$\bar{H}(\omega) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1+j\omega RC} \text{ nach normieren von } j\omega \text{ auf } \omega_g \\ \text{also } \Omega = \frac{\omega}{\omega_g} \text{ und } P\omega_g = j\omega: \bar{H}(P) = \frac{1}{1+\omega_g RCP} = \frac{1}{1+aP} \\ H(P) = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 = 70,7\% \text{ führt zur Grenzfrequenz} \\ f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

Durch Hintereinanderschalten mehrerer Tiefpässe erster Ordnung erhält man Tiefpassfilter höherer Ordnung mit einem steileren Abfall des Amplitudenganges oberhalb der Grenzfrequenz.

$$H(P) = \frac{1}{1+a_1P} \cdot \frac{1}{1+a_2P} \cdot \frac{1}{1+a_3P} = \frac{1}{1+c_1P+c_2P^2+c_3P^3}$$

Allgemein ist die Übertragungsfunktion eines Tiefpassfilters n-ter Ordnung  $H(P) = \frac{1}{1+c_1P+c_2P^2+\dots+c_nP^n}$ , dessen Nennerpolynom in Faktoren (Polynome 1. und 2. Ordnung) zerlegt werden kann  $H(P) = \frac{1}{(1+a_1P+b_1P^2)\cdot(1+a_2P+b_2P^2)\dots}$

Der Amplitudengang eines solchen Filters lässt sich mit Hilfe der Faktoren  $a_i$  und  $b_i$  optimieren. Allerdings lassen sich solche Filter nicht mit einfachen RC-Schaltungen realisieren, sondern es müssen OPVs oder LRC-Schaltungen eingesetzt werden. Die verschiedenen Filterdämpfungen werden nach Bessel, Butterworth und Tschebyschev benannt.

Tiefpass		Hochpass
$\bar{H}(\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC}$	Freq.-gang	$\bar{H}(\omega) = \frac{j\omega RC}{1+j\omega RC}$
$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}$	Ampl.-gang	$H(\omega) = \frac{\omega RC}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}$
$\varphi(\omega) = \arctan(-\omega RC)$	Phasengang	$\varphi(\omega) = \arctan(\frac{1}{\omega RC})$
$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$	3 dB Grenzfr.	$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$

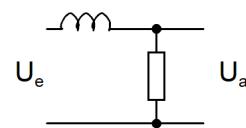
Tabelle 2: Passive RC-Filter 1. Ordnung

Der Amplitudengang wird häufig in Dezibel angeben  $H(\omega)_{dB} = 20 \cdot \log H(\omega)$  bzw.  $H(\omega) = 10^{H(\omega)_{dB}/20}$

Der Frequenzabstand in Dekaden ergibt sich aus  $\log(f_1) - \log(f_2)$

### 5.2. LR-Filter

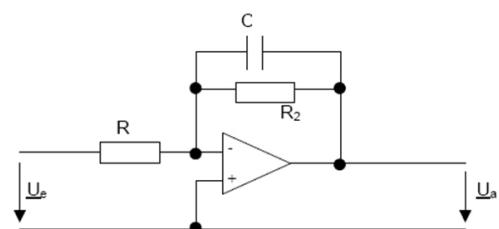
Mit  $X_L = j\omega L$  wird aus der LR-Schaltung ein Tiefpass und aus RL ein Hochpass.



Tiefpass		Hochpass
$\bar{H}(\omega) = \frac{R}{\sqrt{R^2+(\omega L)^2}}$	Ampl.-gang	$H(\omega) = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2+(\omega L)^2}}$
$f_g = \frac{R}{2\pi L}$	3 dB Grenzfr.	$f_g = \frac{R}{2\pi L}$

Tabelle 3: Passive RL-Filter 1. Ordnung

### 5.3. Aktiver Tiefpass 1. Ordnung



Auch als realer Integrierer bezeichnet, da die integrierende Wirkung für Frequenzen unter der Grenzfrequenz aufgehoben wird und der Integrierer somit gegen Offsetspannungen unempfindlich wird.

$$\bar{H}(\omega) = \frac{-V_u}{1+j\omega R_2 C} \text{ und } H(\omega) = \frac{V_u}{\sqrt{1+(\omega R_2 C)^2}}$$

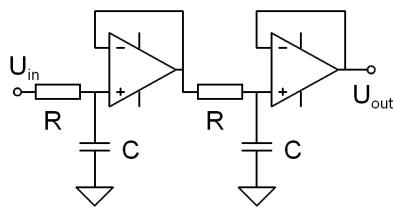
$$f_g = \frac{1}{2\pi R_2 C} \text{ und } V_u = \frac{R_2}{R}$$

### 5.4. Aktiver Hochpass 1. Ordnung

Wird in der Schaltung des aktiven Tiefpass 1. Ordnung der Kondensator anstatt in der Rückkopplung in Serie zu R geschaltet entsteht ein aktiver Hochpass 1. Ordnung.

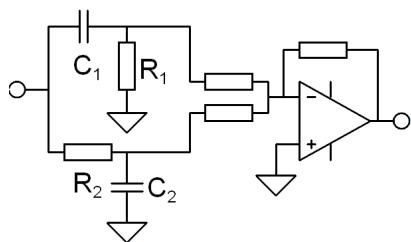
$$H(\omega) = \frac{V_u \cdot \omega RC}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}} \text{ mit } f_g = \frac{1}{2\pi RC} \text{ und } V_u = \frac{R_2}{R}$$

## 5.5. Hintereinanderschaltung von Filtern



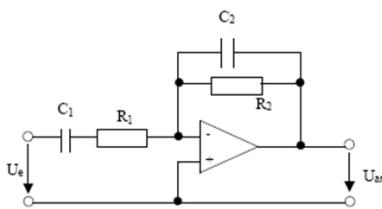
Tiefpass 2. Ordnung mit Entkoppelung der beiden Stufen durch Impedanzwandler. Bei der Frequenz  $f = \frac{1}{2\pi RC}$  beträgt die Dämpfung bereits  $2 \cdot 3dB = 6dB$ . Die Grenzfrequenz  $f_g$  verschiebt sich demnach hin zu einer kleineren Frequenz. Beliebig zu TP, HP oder BP höherer Ordnung erweiterbar.

## 5.6. Einfache Bandsperre erster Ordnung



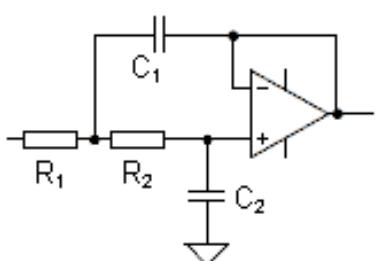
Ein Sperrverhalten ergibt sich nur, wenn die Grenzfrequenz des Tiefpasses kleiner gewählt wird, als die Grenzfrequenz des Hochpasses.

## 5.7. Bandpass



$$\begin{aligned} \bar{H}(\omega) &= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega C_1 R_1}{1+j\omega C_1 R_1} \cdot \frac{1}{1+j\omega C_2 R_2} \\ H(\omega) &= \frac{\sqrt{1+(\omega C_1 R_1)^2} \cdot \sqrt{1+(\omega C_2 R_2)^2}}{V_u \omega C_1 R_1} \\ f_{gu} &= \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \text{ und } f_{go} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \\ \text{Verstärkung } V_u &= \frac{R_2}{R_1} \text{ im Durchlassband} \end{aligned}$$

## 5.8. Filter höherer Güte



$$\text{Tiefpass: } H(P) = \frac{1}{1+a_1 P+b_1 P^2}$$

Grundlage ist die Sallen-Key-Schaltung (aktiver TP 2. Ordnung). Mit ihr lassen sich Bessel-, Butterworth- und Tschebyschefffilter beliebig hoher Ordnung realisieren.

Koeffizienten  $\alpha_i$  und  $\beta_i$  aus den normierten Koeffizienten  $a_i$  und  $b_i$ :

$$\alpha_i = \frac{a_i}{2\pi f_g} \quad \text{und} \quad \beta_i = \frac{b_i}{(2\pi f_g)^2}$$

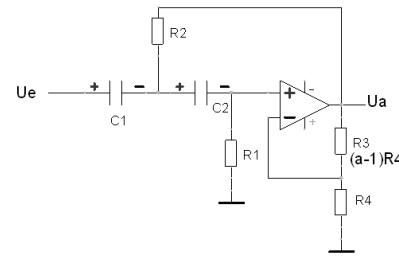
Zusammenhang der Koeffizienten mit den Bauteilwerten:

$$\alpha_i = (R_1 + R_2) C_2 \quad \text{und} \quad \beta_i = R_1 R_2 C_1 C_2$$

Normierte Koeffizienten siehe Anhang B

## 5.9. Hochpass

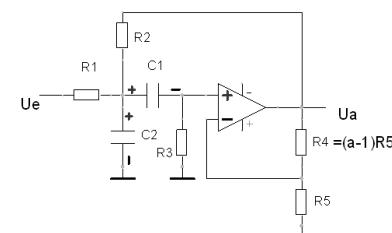
Tiefpass- Hochpasstransformation durch  $P \rightarrow 1/P, H_0 \rightarrow H_\infty$ , die Grenzfrequenz bleibt erhalten.



$$\begin{aligned} \text{Hochpass: } H(P) &= \frac{H_\infty}{1+a_1 \frac{1}{P}+b_1 \frac{1}{P^2}} \\ \text{mit Verstärkung } V_u &= 1 \text{ und } C_1 = C_2 = C: \\ R_1 &= \frac{1}{\pi f_g C a_1} \quad R_2 = \frac{a_1}{4\pi f_g C b_1} \end{aligned}$$

## 5.10. Bandpass

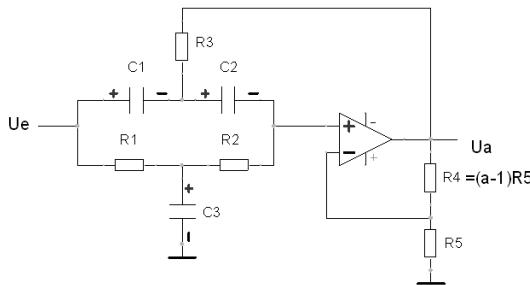
Tiefpass- Bandpasstransformation durch  $P \rightarrow Q(P + 1/P), H_0 \rightarrow H_r$ , Filtergüte  $Q = f_r/B_{3dB}$



$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 = R \quad R_3 = 2R \quad C_1 = C_2 = C \\ H(P) &= \frac{aRC\omega_r P}{1+RC\omega_r(3-a)P+R^2C^2\omega_r^2 P^2} \\ f_r &= \frac{1}{2\pi RC} \quad V_u = a \quad Q = \frac{1}{3-a} \quad H_r = \frac{a}{3-a} \end{aligned}$$

## 5.11. Bandsperre, Kerbfilter (Notchfilter)

Übertragungsfunktion einer Bandsperre 2. Ordnung in der normierten Variablen P:  $H(P) = \frac{H_0(1+P^2)}{1+\frac{1}{Q}P+P^2} \quad Q = \frac{f_r}{B_{3dB}}$



Das dargestellte Notchfilter ist sehr selektiv und geeignet zum Sperren einer Frequenz.

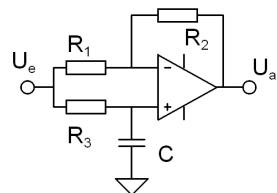
$$R_1 = R_2 = R \quad R_3 = R/2 \quad C_1 = C_2 = C \quad C_3 = 2C$$

$$H(P) = \frac{a(1+P^2)}{1+2(2-a)P+P^2}, \text{ Resonanzfrequenz: } f_r = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$\text{Verstärkung: } H_0 = a \text{ und Güte: } Q = \frac{1}{2(2-a)}$$

## 5.12. Allpass

Konstante Verstärkung, frequenzabhängige Phasenverschiebung

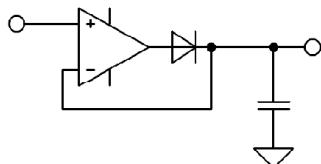


$$R_1 = R_2 = R \quad \bar{H}(\omega) = \frac{1-j\omega CR_3}{1+j\omega CR_3} \quad H(P) = \frac{1-P}{1+P}$$

$$\Delta\phi = \operatorname{atn}\left(\frac{2\omega R_3 C}{1-\omega^2 R_3^2 C^2}\right)$$

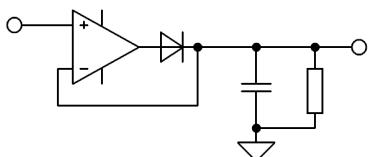
## 5.13. Spezialschaltungen

### 5.13.1. Spitzenwertgleichrichter



Zur Messung des Scheitelwertes einer veränderlichen Größe. Durch Verwendung eines OPV kann der Einfluss der Diode vermieden werden. Der Kondensator muss durch eine Zusatzschaltung entladen werden!

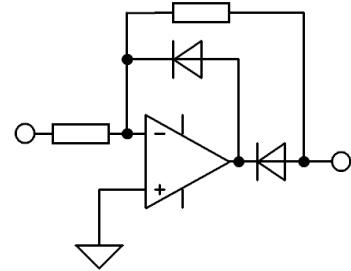
### 5.13.2. Hüllkurvendetektor



Durch Hinzufügen eines Widerstandes wird die Hüllkurve ausgegeben. Der Träger wird umso stärker unterdrückt, je tiefer die Grenzfrequenz des RC-Gliedes. Anwendung

zur Umwandlung eines PWM-Signals in eine proportionale Gleichspannung.

### 5.13.3. Halbwellenpräzisionsgleichrichter

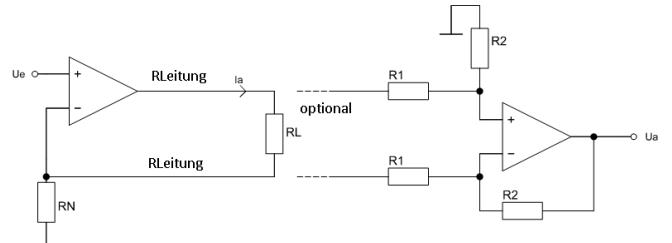


Der aktive Halbwellegleichrichter gibt die positive Halbwelle einer Wechselspannung invertiert am Ausgang aus. Die negative Halbwelle wird ausgeblendet. Dieser Gleichrichter vermeidet den Spannungsabfall an der Diode. Durch Umkehr aller Dioden kann die negativer Halbwelle ausgewertet werden.

## 5.14. U/I und I/U - Wandler

U/I-Wandler  $\equiv$  Spannungsgesteuerte Stromquelle  
I/U-Wandler  $\equiv$  Transimpedanzverstärker

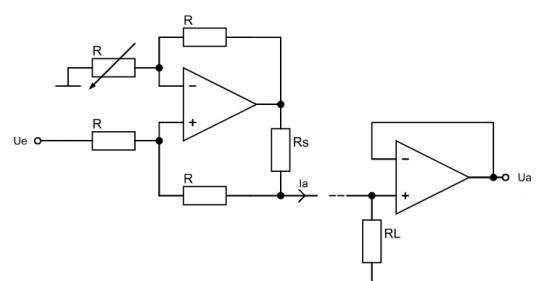
### 5.14.1. Potentialfreie Stromquelle



$$R_N = \frac{U_e}{I_a}$$

$R_L$  darf die Stromquelle nicht zu sehr belasten  
Beispiel einer  $U/I \rightarrow I/U$ -Übertragung

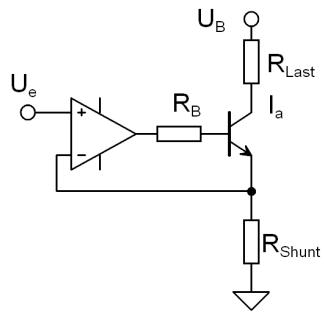
### 5.14.2. Geerdete Stromquelle



$$I_a = \frac{U_e}{R_S} \quad \text{Shuntwiderstand } R_S \ll R$$

Beispiel einer  $U/I \rightarrow I/U$ -Übertragung

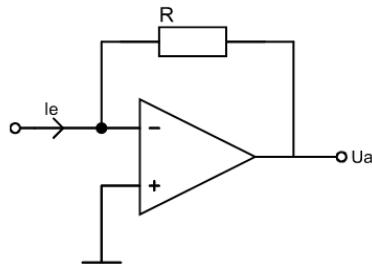
### 5.14.3. Leistungsstromquelle



$$I_a = \frac{U_e}{R_{Shunt}}$$

Diese Schaltung erzeugt einen konstanten Strom durch die Last, unabhängig vom Lastwiderstand. Auch mit Verstärkungsfaktor und mit MOSFET möglich.

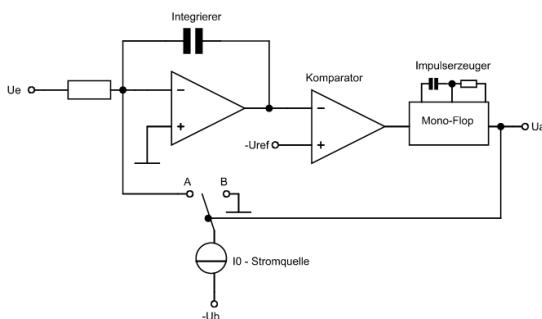
### 5.14.4. Lastfreier I/U-Wandler



$$U_a = -I_e \cdot R$$

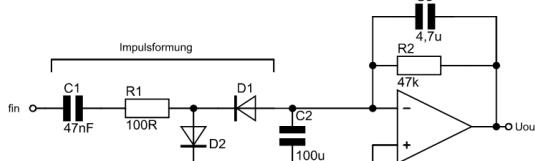
## 5.15. U/f und f/U - Wandler

### 5.15.1. U/f - Wandler

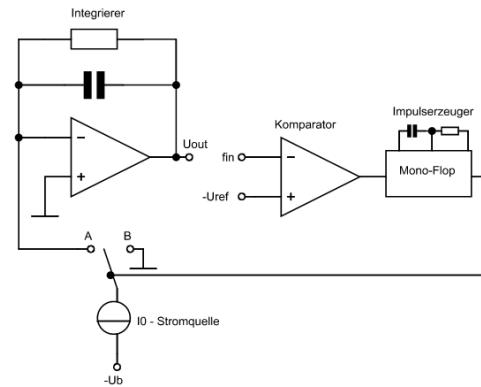


Wirkungsprinzip: charge balancing  $f = \frac{U_e}{R I_0 T_{Mono}}$

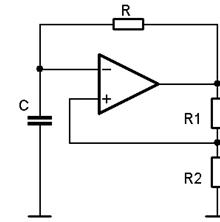
### 5.15.2. Einfacher f/U - Wandler



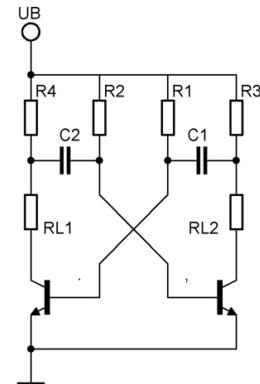
### 5.15.3. f/U - Wandler



### 5.16. Rechteckgenerator

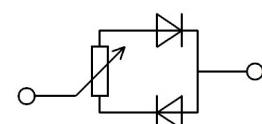


Rechteckgenerator mit invertierendem Schmitttrigger:  
Bei  $R_1 = R_2$  gilt:  $T = 2\ln(3)RC$     $f = \frac{1}{T}$



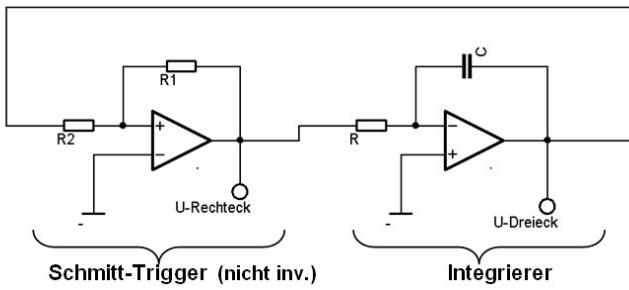
Die beiden Transistoren des Multivibrators steuern sich abwechselnd nach folgenden Zeiten durch:  
 $T_1 = \ln(2)R_1C_1$     $T_2 = \ln(2)R_2C_2$

## 5.17. PWM Generator



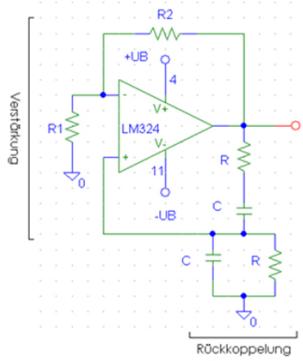
Der Rechteckgenerator mit invertierendem Schmitttrigger oder der Rechteckgenerator mit 555 lässt sich durch Ersetzen des Widerstandes in der Rückkopplung in einen PWM-Generator für duty cycle von 0-100% umwandeln.

## 5.18. Rechteck - Dreieck - Generator

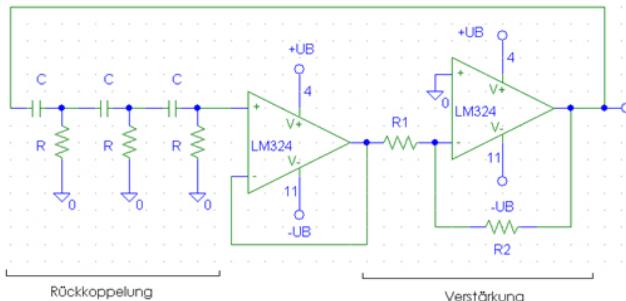


$$f = \frac{R_1}{4R_2 RC} \quad \hat{U}_{Dreieck} = \frac{R_2}{R_1} U_S$$

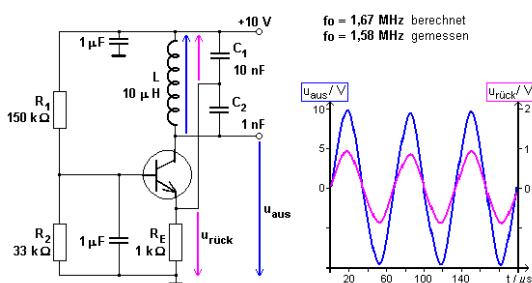
## 5.19. Sinusgeneratoren



Wienbrückenoszillator für Frequenzen von mHz bis kHz. Die Ausgangsspannung pendelt zwischen den Sättigungsspannungen.  $f = \frac{1}{2\pi RC}$   $R_2 > 2R_1$



Phasenschieberoszillator für Frequenzen von mHz bis kHz. Die Ausgangsspannung pendelt zwischen den Sättigungsspannungen.  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$   $R_2 > 29R_1$

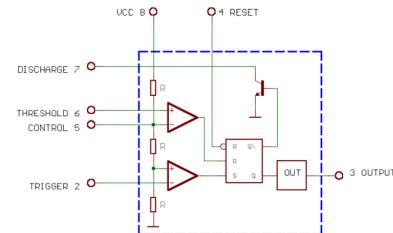


Colpittsoszillator in Basisschaltung.

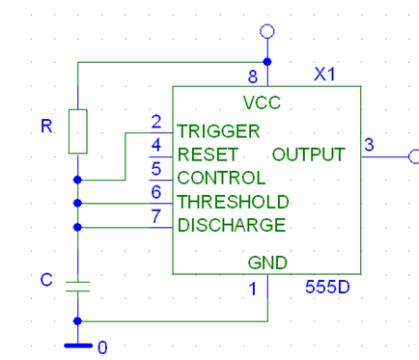
Hartley-Oszillator verwendet eine Spule mit Anzapfung. Je nach verwendetet Transistorschaltung, muss die Rückkopplung für die notwendige Phasenlage richtig geschaltet sein.

## 5.20. Timerschaltungen mit dem 555

### 5.20.1. Interner Aufbau des 555

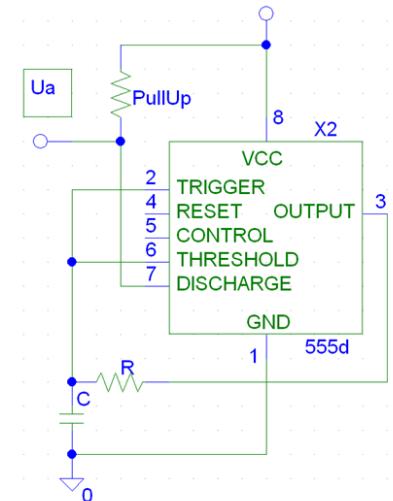


### 5.20.2. Nadelimpulsgenerator



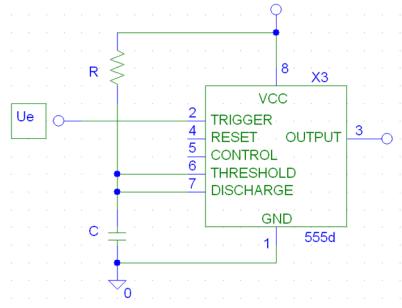
$T = 0,7 \cdot R \cdot C$  Die Nadelpulse sind invertiert.

### 5.20.3. Rechteckgenerator



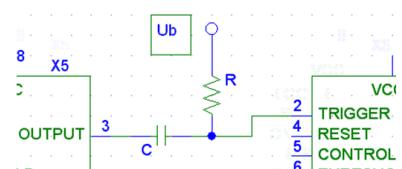
Duty cycle 50%  $T = 1,4 \cdot R \cdot C$

#### 5.20.4. Monostabile Kippstufe



Start mit fallender Flanke am Triggereingang  
 $T = 1, 1 \cdot R \cdot C$

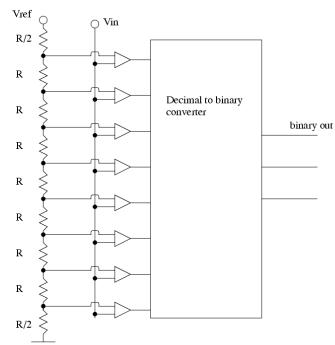
### 5.20.5. Triggerung des 555



## Korrekte Triggerung bei Hintereinanderschaltung

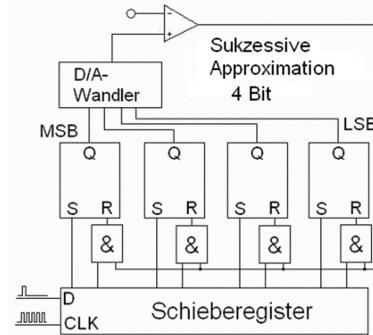
## 5.21. AD - Wandler

### 5.21.1. Flash AD-Wandler



Einsatzgebiete: Oszilloskop, Digitalisierung von Video, Ultraschall und Radiosignalen  
Vor- bzw. Nachteile: + schnell (Gatterlaufzeiten), - teuer  
Geschwindigkeit: abhängig von der Auflösung, z.B. 12Bit:  
25ns, 40MS/s; 6Bit: 25GS/s;

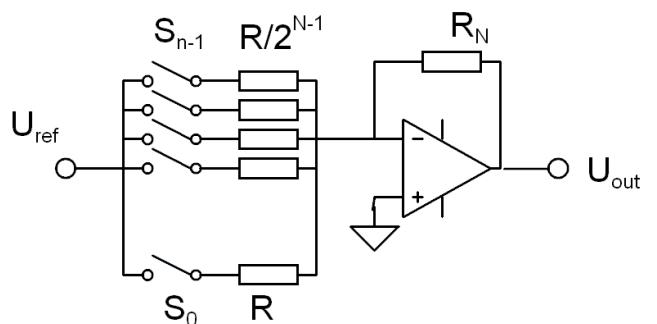
### 5.21.2. Sukzessive Approximation



Prinzip des Wägeverfahrens. Einsatzgebiete:  $\mu$ Controller,  
externe USB-Messwerterfassungsgeräte  
Vor- bzw. Nachteile: + billig, - langsam  
Geschwindigkeit: 10-16Bit einige  $\mu$ s

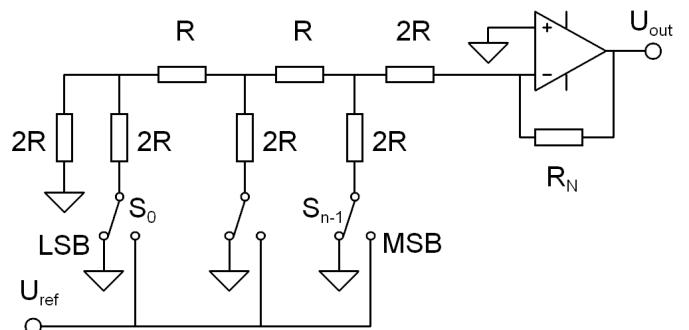
## 5.22. DA - Wandler

### 5.22.1. Additionsprinzip



Bei n=10Bit: R, R/2, R/4, ... R/256, R/512  
 $S_0, \dots S_{n-1}$  sind Analogschalter (FET)  
 $U_{aMax} = -U_{ref} \frac{R_N}{R} (2^n - 1)$

### 5.22.2. R/2R Verfahren



$$U_a = -\frac{R_N U_{ref}}{3R} \left[ \frac{1}{2} S_{n-1} + \frac{1}{4} S_{n-2} + \dots + \frac{1}{2^n} S_0 \right]$$

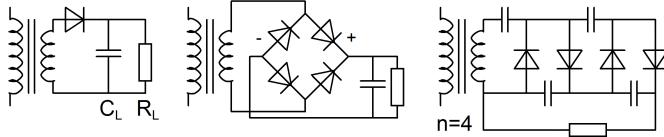
### 5.22.3. Analogausgabe über PWM

Ein PWM-Signal lässt sich mit einem Tiefpass in eine analoge Spannung proportional dem Duty cycle umwandeln.

Bedingung:  $f_g \ll f_{PWM}$        $f_g = \frac{1}{2\pi RC}$

## 6. Leistungselektronik

### 6.1. Gleichrichter



Glättungskondensator  $C_L$ , Lastwiderstand  $R_L$

**Einweggleichrichter:**  $f_{Br} = 50Hz$

Brummspannung:  $U_{Br,SS} = 14ms \cdot I_L/C_L$

Ausgangsgleichspannung  $U_{gl} \approx 1,2 \cdot U_{eff}$  bei  $C_L = 10\mu F/mA$

Leerlaufspannung:  $U_{gl,max} = \sqrt{2}U_{eff} - 0,7V$

Maximale Diodensperrspannung:  $U_D = 2 \cdot \sqrt{2}U_{eff}$

Nachladestrom  $5 \dots 12 \cdot I_L$

**Brückengleichrichter:**  $f_{Br} = 100Hz$

Brummspannung:  $U_{Br,SS} = 7ms \cdot I_L/C_L$

Ausgangsgleichspannung  $U_{gl} \approx 1,3 \cdot U_{eff}$  bei  $C_L = 10\mu F/mA$

Leerlaufspannung:  $U_{gl,max} = \sqrt{2}U_{eff} - 1,4V$

Maximale Diodensperrspannung:  $U_D = \sqrt{2}U_{eff}$

**Kaskadenschaltung:**  $f_{Br} = 50Hz$

Ausgangsgleichspannung:  $U_{gl} \approx 1,1 \cdot n \cdot U_{eff}$

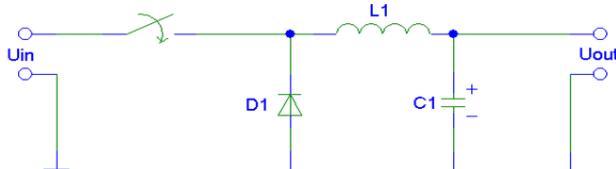
Leerlaufspannung:  $U_{gl,max} = n \cdot \sqrt{2}U_{eff} - n \cdot 0,7V$

Maximale Diodensperrspannung:  $U_D = 2 \cdot \sqrt{2}U_{eff}$

Der Stromfluss nimmt nach oben hin ab, entsprechend können die Kondensatoren nach oben hin kleiner ausgelegt werden.

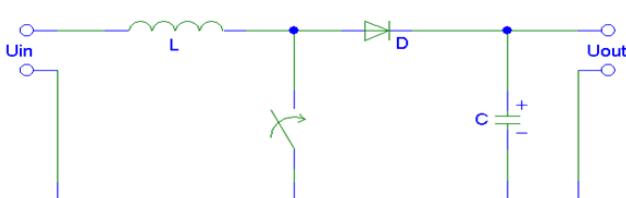
### 6.2. Drosselwandler, Schaltregler, Schaltnetzteile

#### 6.2.1. Abwärtswandler

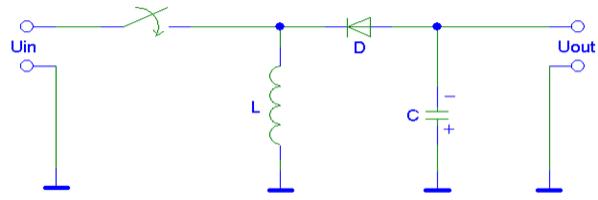


$$U_{out} = \delta \cdot U_{in} \quad \delta \dots \text{Duty Cycle der Schaltfrequenz}$$

#### 6.2.2. Aufwärtswandler



### 6.2.3. Inverswandler



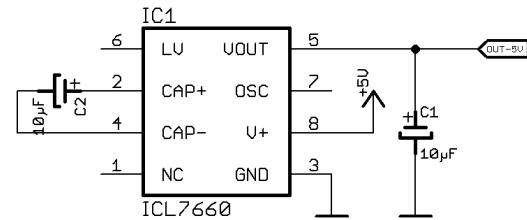
### 6.2.4. Integrierte Schaltregler

Integrierte Schaltregler verwenden PWM-gesteuerte Transistoren als Schaltelemente, PWM-Frequenzen von z.B. 200kHz, eine Rückkopplung für die Spannungsregelung und diverse Schutzvorrichtungen gegen Überlastung.

### 6.3. Ladungspumpen

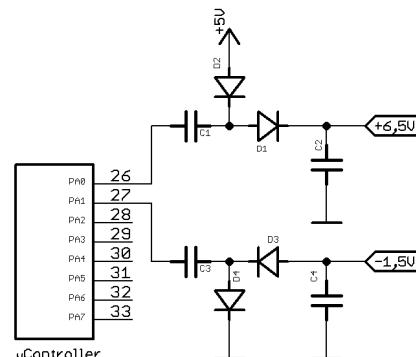
Einfache Ladungspumpe mit IC

Maximale Eingangs- bzw. Ausgangsspannung: 12V, maximaler Ausgangsstrom: 50mA, eher schlechter Wirkungsgrad, geeignet nur für kleine Ströme, z.B. für Anpassungsschaltungen, dafür aber sehr einfacher und günstiger Aufbau.

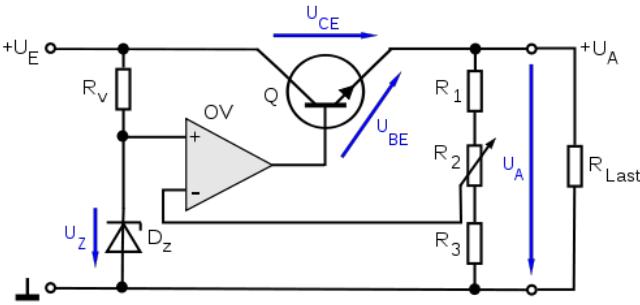


Noch einfachere Variante mit TTL-Ausgängen (z.B. vom Controller):

Liefert nur sehr geringe Ströme und geringe Spannungsaufstockung, aber für Anpassungsschaltungen (OPV) oft ausreichend. Vorsicht! Dioden müssen ein sehr geringes VF aufweisen! TTL-Signale im kHz-Bereich, Duty Cycle von 50% ist ok. Kondensatoren im Bereich von  $1\mu F \dots 10\mu F$ , am besten Keramik. Extrem günstig (nur vier Bauteile, ohne Spezial-IC). Statt eines Controllers kann auch ein TTL-Baustein als Taktgeber verwendet werden.

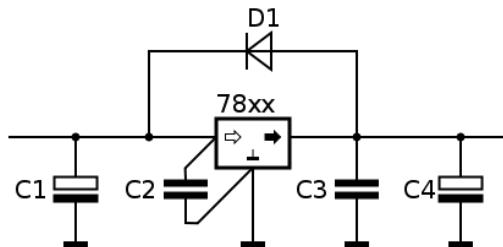


## 6.4. Längsregler

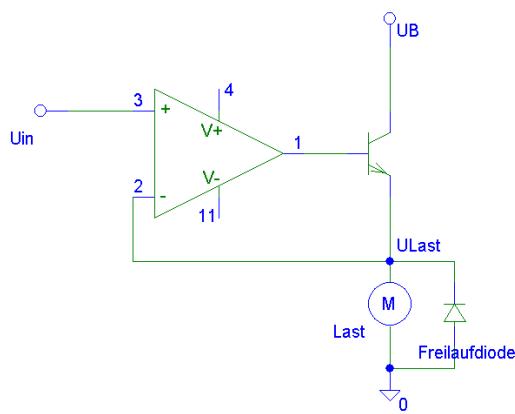


$$U_- = U_Z \quad P_V = (U_E - U_A) \cdot I_{Last}$$

Einstellbarer Längsregler mit OPV

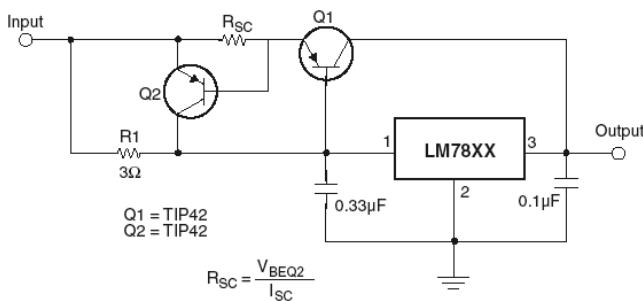


Ausgangsstrom - Erhöhung



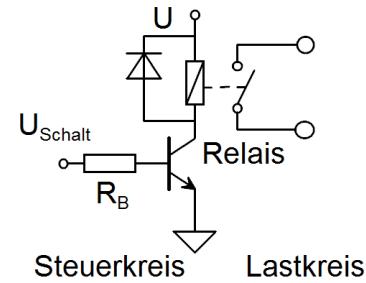
Diese Schaltung macht eine Spannung belastbar:  $U_{Last} = U_{in}$ . Bei sehr hohen Strömen Darlington oder Power-Mosfet verwenden. Für positive und negative Ausgangsspannungen Gegentaktendstufe (Halbbrücke) verwenden.

Integrierter Festspannungsregler mit Schutzdiode



Spannungsquelle mit integriertem Festspannungsregler, Ausgangstromerhöhung (Q1) und Strombegrenzung (Q2)

## 6.5. Transistor als Schalter am Beispiel Relais



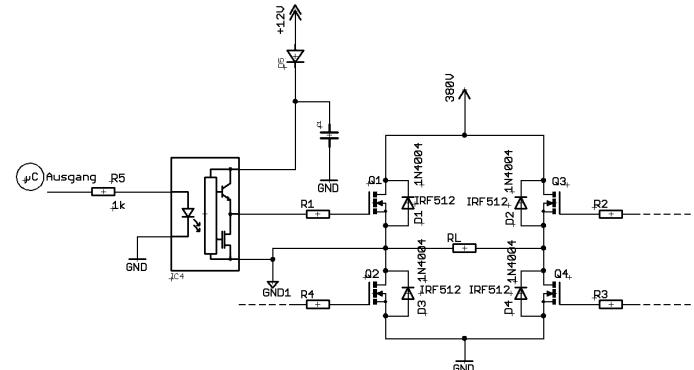
$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{I_{Last}}{B} \quad I'_B = u \cdot I_B$$

Übersteuerungsfaktor:  $u = 2 \dots 10$

$$\text{Basisvorwiderstand: } R_B = \frac{U_{Schalt} - 0,7V}{I'_B}$$

$I_{Last}$  ist der laut Datenblatt notwendige Spulenstrom.

## 6.6. H-Brücke



Der Optokoppler mit integriertem PWM-Treiber kommt an alle 4 MOSFET's geschlossen!

Die +12V müssen bei allen vier Optokopplern galvanisch getrennt sein!

Die Massen der vier Optokoppler müssen immer galvanisch getrennt sein  $\Rightarrow$  (GND1-GND4)

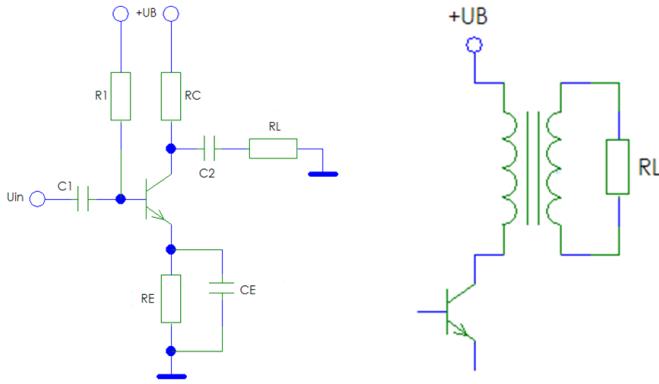
## 6.7. Wechselstromverstärker

$$\text{Wirkungsgrad: } \eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}}$$

$$\text{Verlustleistung: } P_v = P_{zu} - P_{ab}$$

$$\text{Klirrfaktor: } k = \sqrt{\frac{U_1^2 + U_2^2 + \dots}{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots}}$$

### 6.7.1. Klasse A Verstärker



$$\text{Zugeführte Leistung: } P_{zuMax} = \frac{U_B^2}{2R_L}$$

$$\text{Abgegebene Leistung: } P_{abMax} = \frac{U_B^2}{8R_L}$$

Wirkungsgrad bei kapazitiver Kopplung:  $\eta_{max} = 25\%$   
Kleiner Klirrfaktor bei kleiner Aussteuerung

**Arbeitspunkteinstellung** bei Emitterschaltung:

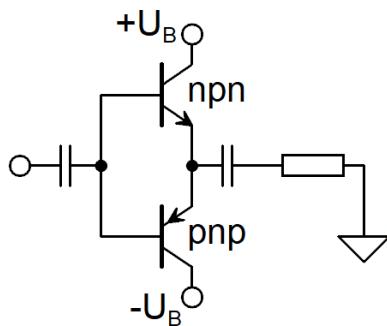
$$U_{CE,AP} = U_{RC} = I_{C,AP} \cdot R_C = U_B/2, \text{ daraus } R_C$$

Bei Stabilisierung durch Stromgegenkopplung mit  $R_E$  wird zusätzlich ein  $U_{RE} \approx 1V$  gewählt, daraus ergibt sich  $R_E$

$$I_{B,AP} = I_{C,AP}/B \text{ und } U_{R1} = I_{B,AP} \cdot R_1 = U_B - U_{BE,AP} - U_{RE}, \text{ daraus } R_1 \text{ mit } U_{BE,AP} \approx 0,65 - 0,7V$$

Für den Hochpass der Ein- und Auskoppelkondensatoren gilt:  $r_e \approx R_1 \parallel (r_{BE} + \beta \cdot R_E)$  und  $r_a \approx R_C \parallel r_{CE}$   
und schließlich  $V_u \approx \frac{\beta}{r_{BE}} \cdot (R_C \parallel R_L)$  und  $V_i \approx \beta \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L}$

### 6.7.2. Klasse B Verstärker



Schaltung mit Gegentaktendstufe (push-pull-amplifier)

$$\text{Zugeführte Leistung: } P_{zu} = \frac{2 \cdot U_B \cdot \hat{U}}{\pi R_L}$$

$$\text{Abgegebene Leistung: } P_{ab} = \frac{\hat{U}^2}{2R_L}$$

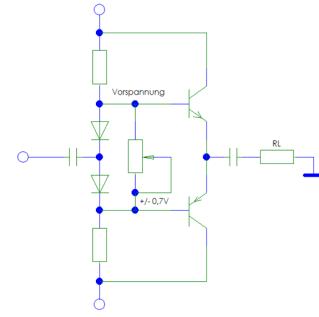
$$\text{Maximale Aussteuerung: } \hat{U} = U_B$$

$$\text{Wirkungsgrad: } \eta_{max} = \frac{\pi}{4} \cdot 100\%$$

$$\text{Maximale Verlustleistung pro Transistor: } \frac{P_{abMax}}{5}$$

Übernahmeverzerrung bei kleiner Aussteuerung

### 6.7.3. Klasse AB Verstärker

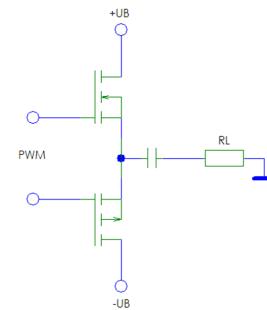


Keine Übernahmeverzerrung mehr, sonst wie Klasse B Verstärker

### 6.7.4. Klasse C Verstärker

Große Verzerrung und großer Klirrfaktor durch negative Vorspannung. Anwendung: Erzeugung von Oberwellen, Frequenzvervielfacher.

### 6.7.5. Klasse D Verstärker



Erzeugung von Ausgangstrom und -spannung über PWM mit  $f_{PWM} >> f_{Audio}$

Wirkungsgrade bis 99%, digitaler Verstärker

## 6.8. Kühlkörperberechnung

Wärmewiderstand ohne Kühlkörper:  $R_{th} = R_{thjU}$

Mit Kühlkörper:  $R_{th} = R_{thjG} + R_{thGK} + R_{thKU}$

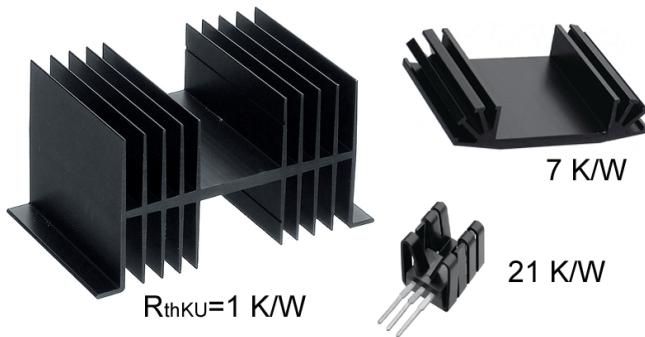
Maximaler Wärmewiderstand:

$$R_{th} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_U}{P_V} \left[ \frac{K}{W} \right]$$

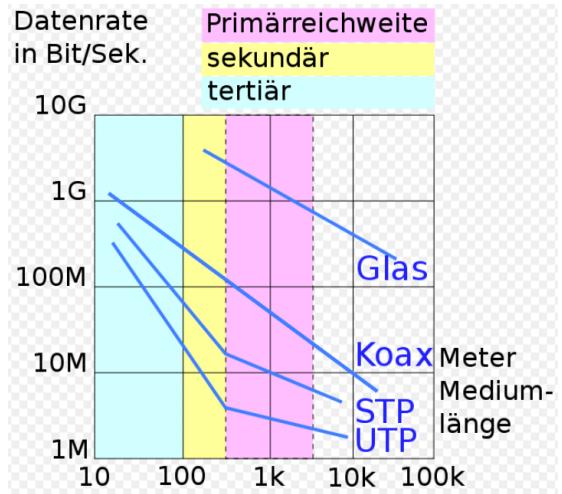
Verlustleistung Transistor:  $P_V \approx U_{CE} I_C$

Bei PWM-Ansteuerung sind die Umschaltverluste sind in erster Näherung proportional zur Schaltfrequenz und der Zeit  $T_{switch}$ , die benötigt wird, um zwischen An- und Auszustand umzuschalten. Als Näherung gilt:

$$P_V = \frac{1}{6} \cdot T_{switch} \cdot f_{PWM} \cdot U_{max} \cdot I_{max} + I_{max}^2 \cdot R_{DS, on}$$



Mit Fremdbelüftung (Ventilation) kann der Wärmewiderstand des Kühlkörpers in etwa halbiert werden.



## 7. Nachrichtentechnik

### 7.1. Übertragungsmedien

Pegel/Dämpfung:  $a = 10 \cdot \log(P_1/P_2) = 20 \cdot \log(U_1/U_2)$   
 $P_1/P_2 = 10^{a/10}$ . Übliche Einheiten: db, dbm, db $\mu$ V.

-3dB	0dB	3dB	6dB	10dB	20dB	46dB
0,5	1	2	4	10	100	40000

#### 7.1.1. Elektrische Leitungen

Dämpfung üblicher Kabel:

	10MHz	400MHz	2GHz
RG316	8dB/100m	64dB/100m	130dB/100m
RG58	5dB/100m	35dB/100m	80dB/100m
AircomPlus	0,9dB/100m	8dB/100m	20dB/100m

Wellenwiderstand, Reflexion und Stehwellenverhältnis:

$$Z_W = \frac{U_{max}}{I_{max}} = \sqrt{L'/C'} = (\text{koaxial}) 60/\sqrt{\epsilon_r} \ln(D/d)$$

$$r = \frac{U_r}{U_h} = \left| \frac{Z_T - Z_W}{Z_T + Z_W} \right| \quad SWR = \frac{1+r}{1-r}$$

Anpassung:  $Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$

Phasengeschwindigkeit:  $v_p = 1/\sqrt{L'C'} [\text{km/s}] = c_0/\sqrt{\epsilon_r}$

#### 7.1.2. Lichtwellenleiter

Monomodefaser:  $a < 0,3 \text{ dB/km}$

Gradientenindexfaser:  $a \approx 3 \text{ dB/km}$

Polymerfaser:  $a \approx 0,2 \text{ dB/m}$

Spleissverbindung:  $a \approx 0,3 \text{ dB}$ , Stecker  $a \approx 0,8 \text{ dB}$

UTP/STP: unshielded/shielded twisted pair

#### 7.1.3. Funkübertragung

link budget: fade margin = system gain - path loss

path loss:  $a_{FSL} + a_{Atm} = 32,45 \text{ dB} + 20 \cdot \log(d/\text{km}) + 20 \cdot \log(f/\text{MHz}) + a_{Atm}$

system gain:  $P_{Tx} + G_{Tx} - a_{Tx} + G_{Rx} - a_{Rx} + S_{Rx}$

Ein fade margin von 10dB garantiert in der Regel eine sichere Übertragung.

Die Frequenznutzung ist international und national streng geregelt. Für jedes Band und Unterbänder sind Nutzungen, maximal erlaubte Pegel und Tastgrade (Prozent der erlaubten Nutzungsdauer) vorgegeben. ISM und SRD Bänder sind ohne Lizenz nutzbar. Beispiele:

Frequenz/MHz	max. Sendeleistung	Beispiel
26,957 - 27,283	10mW ERP	Fernst.
26,990 - 27,200	10% 100mW ERP	Fernst.
433,050 - 434,790	10mW ERP	Alarmanl.
863 - 870	10mW ERP	Kopfhörer
2400 - 2483,5	100mW EIRP	Bluet./WLAN
5150 - 5350	200mW EIRP	WLAN

#### 7.1.4. Antennen

$\lambda/2$  Dipol: symmetrische Einspeisung,  $G_{Ant} = 2,15 \text{ dBi}$   
 $Z_W = 73\Omega$

$\lambda/4$  Monopol: mit Groundplane,  $G_{Ant} = 5,15 \text{ dBi}$   
 $Z_W = 36\Omega$

YAGI: mit Reflektor und Direktoren,  $G_{Ant} = 5 - 20 \text{ dBi}$ , Variante: Kreuzyagi für zirkular polarisierte Welle

Helix: zirkular polarisiert,  $G_{Ant} = 5 - 15 \text{ dBi}$

Parabol:  $G_{Ant} = 10 \cdot \log(6 \cdot D^2/\lambda^2)$  Bedingung  $D \gg \lambda$

## 7.2. Fourierreihe und Fouriertransformation

Die harmonische Schwingung tritt als Grundfunktion in vielen Bereichen auf:

$$y(t) = y_0 \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_0) = y_0 \cdot \sin(2\pi f \cdot t + \varphi_0)$$

mit Kreisfrequenz  $\omega$  in  $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$  und Frequenz  $f = \frac{1}{T}$  in  $\text{Hz}$

Jedes periodische Signal lässt sich als Fourierreihe zusammensetzen:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(kx) + b_k \sin(kx)]$$

mit den Fourierkoeffizienten:

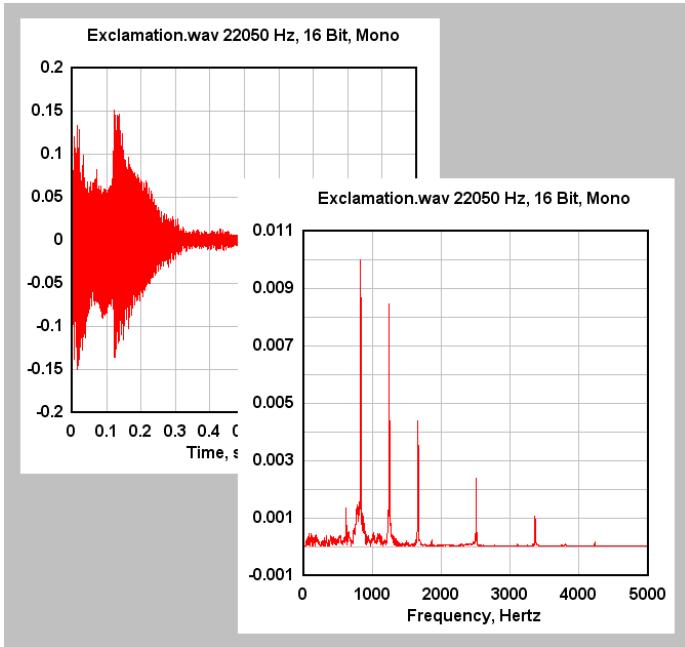
$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(kt) dt \quad k \geq 0$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(kt) dt \quad k > 0$$

Beispiele: Das Rechteck- bzw. Dreiecksignal besitzt alle ungeraden Oberwellen im Verhältnis  $1 : \frac{1}{3} : \frac{1}{5} : \frac{1}{7} : \dots$ ; bzw.  $1 : \frac{1}{3^2} : \frac{1}{5^2} : \frac{1}{7^2} : \dots$

Nützliche Formeln der Integralrechnung:  $\int f'gdt = fg - \int fg'dt$  und  $\int f(t) dt = \int f(\varphi(t)) \varphi'(t) dt$

Auch ein nicht periodisches Signal lässt sich mit der Fouriertransformation in sein Spektrum zerlegen:



Wechsel vom Zeit- in den Frequenzbereich durch diskrete Fouriertransformation (DFT):

$$f_m = \sum_{k=0}^{2n-1} x_k e^{-\frac{2\pi i}{2n} mk} \quad m = 0, \dots, 2n-1$$

Besonders schnelle Transformation bei  $n = 2^z$   $z \in N$  Werten (FFT). Das Spektrum besteht aus  $\frac{n}{2}$  Frequenzen mit dem Frequenzabstand  $\Delta f = \frac{f_A}{n}$ , wobei die erste Frequenz bei 0 Hz den Gleichspannungsanteil (Offset) des Signals ausdrückt.

#### Anwendungen:

Signalanalyse: Bestimmung der Bandbreite eines Signals, Bestimmung des Klirrfaktors (Definition im Kapitel Wechselstromverstärker), Identifizierung von Störfrequenzen.

Signalverarbeitung: Modifikation des Spektrums und anschließende Synthese.

## 7.3. Modulation

### 7.3.1. Amplitudenmodulation

Amplitudenmodulation:

$$u_{AM} = (\hat{U}_T + \hat{U}_{Nf} \cos(\omega t)) \cos(\omega_T t)$$

kann umgerechnet werden mit:

$$\cos\alpha\cos\beta = 1/2(\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta))$$

$$\text{Modulationsgrad } m = \hat{U}_{Nf}/\hat{U}_T > 0 \leq 1$$

$$\text{Bandbreite } B = 2 \cdot f_{Nf,max}$$

### 7.3.2. Frequenzmodulation

Hub  $\Delta f_T$ , Modulationsindex  $\eta = \Delta f_T / f_{Nf,max}$

$$B_{10\%} = 2 \cdot f_{Nf,max} \cdot (\eta + 1), B_{1\%} = 2 \cdot f_{Nf,max} \cdot (\eta + 2)$$

### 7.3.3. Rauschen

In einem Widerstand  $R$  in der Frequenzbandbreite  $B$  entstehende Rauschleistung:

$$P_N = 4kTB \text{ mit } k = 1,38 \cdot 10^{-23} J/K$$

Effektive Rauschspannung:  $U_N = \sqrt{4kTB R}$

Bei Leistungsanpassung ( $R_L = R$ ) gilt:  $N_{max} = kTB$  oder als Pegel ausgedrückt:  $N = -174 dBm + 10 \cdot \log(B)$  bei  $T = 290K$

Störabstand:

$$\frac{S}{N} = \text{Signalleistung/Störleistung} \text{ oder } SNR = 10 \cdot \log \frac{S}{N}$$

Rauschzahl eines Zweitors:  $F_{dB} = SNR_{in} - SNR_{out}$

### 7.3.4. Digitalisierung analoger Signale

Abtasttheorem:  $f_a > 2 \cdot f_{S,max}$

Quantisierung: Anzahl der Stufen  $q = 2^w$

mit  $w$  = Wortlänge in Bit

$$SNR_Q = 20 \cdot \log(q) = w \cdot 6dB$$

Entstehende Bitrate:  $R_{Bit} = f_a \cdot w [Bit/s]$

### 7.3.5. Digitale Modulationsarten

Notwendige Bandbreite für die binäre Übertragung im Tiefpasskanal:  $B_N = 0,5 \cdot R_{Bit}$

Meist eingesetzte Bitrate:  $R_{bit} = 1,5 \cdot B_N$

Im Bandpasskanal:  $B_N = 2 \cdot R_{Bit}$

Erhöhung der Übertragungsrate bei gleichbleibender Bandbreite durch höherwertige Modulationsverfahren.

	Modulation	Bitrate
Amplitude Shift Keying	ASK (OOK)	$R_{Bit}$
Frequency Shift Keying	FSK	$R_{Bit}$
Phase Shift Keying	2-PSK	$R_{Bit}$
	4-PSK	$2 \cdot R_{Bit}$
	8-PSK	$3 \cdot R_{Bit}$
	16-PSK	$4 \cdot R_{Bit}$
Quadratur-	8-QAM	$3 \cdot R_{Bit}$
amplituden-	16-QAM	$4 \cdot R_{Bit}$
modulation	64-QAM	$6 \cdot R_{Bit}$
	256-QAM	$8 \cdot R_{Bit}$
	1024-QAM	$10 \cdot R_{Bit}$

**OFDM:** Orthogonal Frequency Division Multiplex

Multiplexverfahren, bei dem QAM-Signale auf orthogonale Träger aufmoduliert werden. Das Übersprechen zwischen benachbarten Kanälen kann reduziert und damit die Übertragungsrate erhöht werden. Anwendungen: DAB, DVB-T, ADSL, WLAN.

Frequenzabstand der Träger:  $\Delta f = 1/T_{Symbol}$

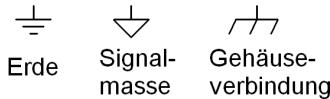
## 8. Systeme zur Messwerterfassung

### 8.1. Anschluss eines Sensors

Sensoren, die eine Spannung ausgeben, können mit einem Bezugspotential (z.B. Schutzleiter, Erde, Masse) verbunden sein oder potentialfrei (schwimmend) sein. Allgemein gelten folgende Regeln und Hinweise:

- Massen sternförmig verbinden, Masseschleifen vermeiden

- Masseleitungen sollen immer niederohmig sein
- Differenzverstärker verhindert Spannungsabfall auf den Leitungen
- schwimmende Quelle (z.B. aktiver Sensor) kann mit beliebigem Potential verbunden werden
- passive Sensoren benötigen eine Hilfsenergie, z.B. Thermistor im Spannungsteiler



Die Signalmasse soll wenn immer möglich mit der Erde verbunden werden. Eine Gehäuseerdung dient als Faradayscher Käfig (Störfelder) und Fehlerschutz (indirektes Berühren). Das Gehäuse selbst ist Teil des Basisschutzes (IP-Schutzarten).

## 8.2. Resistive Sensoren

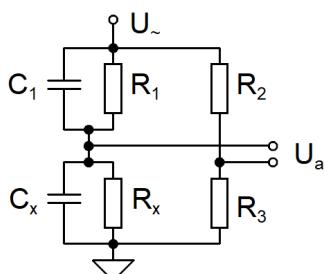
Widerstandssensoren werden mit Spannungs- oder Stromquellen betrieben:

- Spannungsteiler (lineare Sensoren verlieren Linearität)
- Stromquelle (Linearität bleibt erhalten)
- Linearisierung kann in einem Arbeitsbereich durch einen geeigneten Spannungsteilerwiderstand oder Widerstand parallel zur Stromquelle vorgenommen werden:  $R_{lin} = \frac{R_o R_m + R_u R_m - 2 R_u R_o}{R_u + R_o - 2 R_m}$
- Besonders empfindliche Messung: Sensor in Brückenschaltung, Abgleich der Brücke und Verstärkung durch Differenzverstärker.

## 8.3. Kapazitive und induktive Sensoren

Induktive und kapazitive Sensoren werden in der Regel mit Wechselspannung betrieben:

- Sensor in einer Wechselstrombrücke, Abgleich durch Potentiometer und variable Kapazitäten/Induktivitäten, Gleichrichtung und Verstärkung. Mit der dargestellten Wienbrücke kann eine kapazitive Änderung in eine Amplitudenänderung umgewandelt werden. Die Brücke ist abgeglichen  $U_a = 0V$  (frequenzunabhängig) für  $R_x R_2 = R_3 R_1$  und  $C_x R_3 = R_2 C_1$ . Zum Abgleich von Induktivitäten eignet sich die Maxwell-Wien-Brücke.



- Zeitmessung von Lade/Entladevorgängen oder Frequenzmessung bei Generatorschaltungen.  

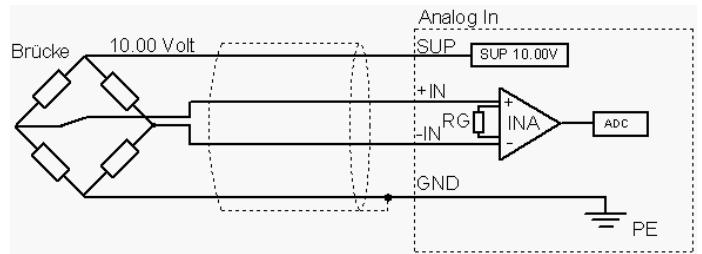
$$U_C = U_0 (1 - e^{-t/\tau})$$
- Höhe von Induktionsspannungen, variable Trafokopplung bei induktiven Messprinzipien.

Grundformeln für Sensor - Messprinzipien

resistiv	$R = \frac{\rho l}{A}$	$\rho_{Cu} = 0.018 \Omega mm^2/m$
kapazitiv	$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}$	$\epsilon_{rH2O} = 81 \quad \epsilon_{rPE} = 2.3$
induktiv	$U_{ind} = \frac{\Delta \Phi}{\Delta t}$	$\Phi = \vec{B} \cdot \vec{A}$
Zylinderspule: $L = \mu_r \mu_0 n^2 A / l \quad \mu_{rFE} \approx 10^4$		
$\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm}$		$\mu_0 = 1,26 \cdot 10^{-6} \frac{N}{A^2}$

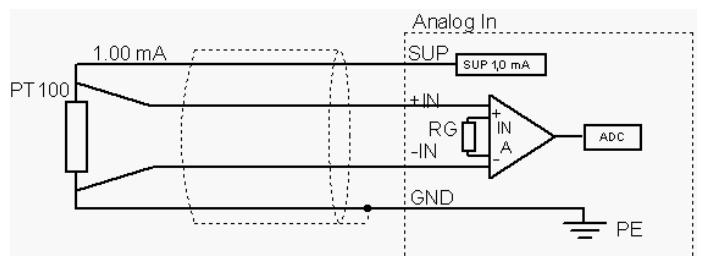
## 8.4. Ausgewählte industrielle Sensoren

### 8.4.1. Brückensor



Verbreiteter Sensortyp für Druck, Kraft, Moment usw. ohne eingebaute Elektronik. Die Brücke wird mit einer präzisen Konstantspannung (meistens 10.00 Volt) versorgt. Die Spannungsdifferenz der Brücke wird ausgewertet, sie liegt je nach Typ bei 100 mV oder darunter. Dies ist eine klassische Anwendung eines Instrumentenverstärkers.

### 8.4.2. PT100 Temperatursensor, Vierleiteranschluß



Preiswerter und doch genauer Temperatursensor, misst stets die absolute Temperatur bezogen auf den Nullpunkt bei 0 Kelvin. Der PT100-Sensor weist bei 0°C einen Widerstand von 100 Ohm auf und wird von einem Konstantstrom von 1.00 mA gespeist. Die Widerstandsänderung über der Temperatur entspricht der Platinkurve und ist nach IEC751 normiert.

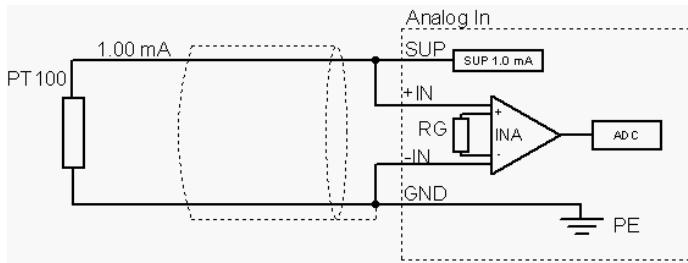
$$R = R_0 (1 + aT + bT^2)$$

$$a = 3,9083 \cdot 10^{-3} / ^\circ C$$

$$b = -5,775 \cdot 10^{-7} / ^\circ C$$

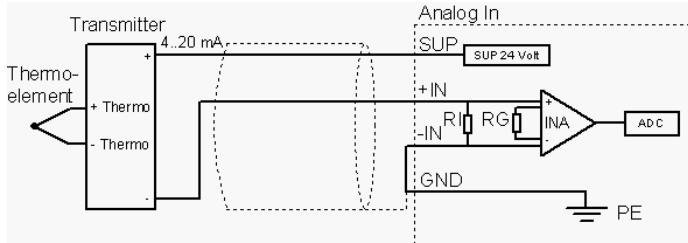
Der Eingang kann durch anlegen von Referenzwiderständen, z.B. 100 Ohm und 150 Ohm kalibriert werden. Die Umrechnung in die Temperatur ist vielfach (SPS, LOGO) vorprogrammiert. In der Vierleiterversion werden Fehlmessungen durch Spannungsabfälle in den Zuleitungen vermieden.

### 8.4.3. PT100 Temperatursensor, Zweileiteranschluß



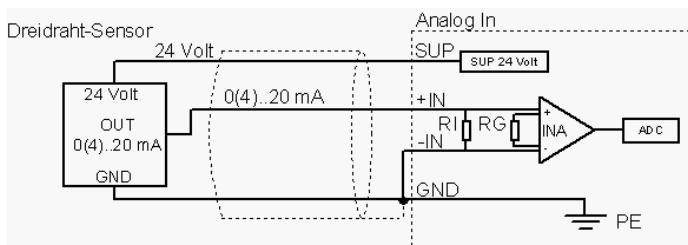
Im Vergleich zum Vierleiteranschluß wird beim Zweileiteranschluß eine Fehlmessung durch (temperaturabhängige) Spannungsabfälle auf den Zuleitungen nicht vermieden.

### 8.4.4. Thermoelemente



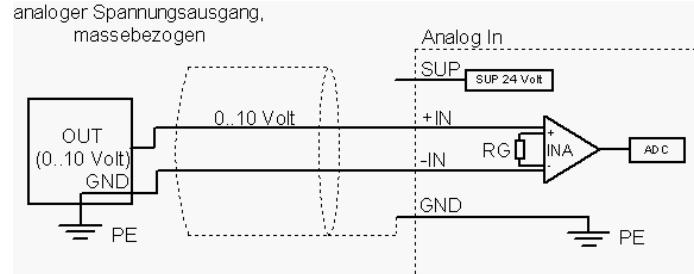
Thermoelemente sind relativ messende Temperaturaufnehmer, die auf Grund von unterschiedlichen Metallpaarungen sogenannte Thermospannungen im Millivolt-Bereich erzeugen. Thermoelemente benötigen stets eine Vergleichsstellenkompensation. Elektronisch wird diese Vergleichstemperatur meist durch einen PT100 in der Auswertelektronik gemessen.

### 8.4.5. Sensor mit 0..20mA, Dreidrahtanschluß



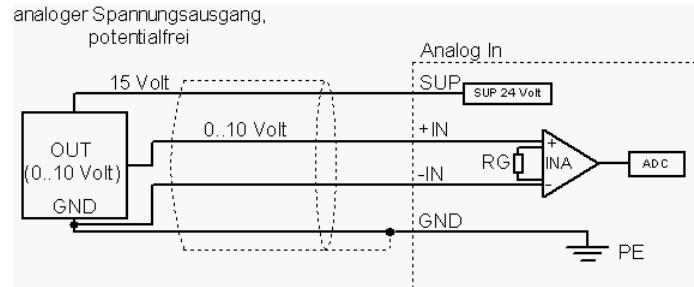
Sensoren mit Stromausgang 0 bis 20 mA werden üblicherweise in Dreidrahttechnik angeschlossen. Der große Vorteil der Stromübertragung ist die Unempfindlichkeit gegenüber veränderlichen Widerständen der Zuleitung wie Kabel oder Stecker. Der Sensor wird meistens mit 24 Volt versorgt. Der Eingang des Automatisierungsgerätes wandelt den Strom über einen internen Widerstand (meistens 50 Ohm, dies entspricht 1.0 Volt bei 20 mA) wieder in eine Spannung, die entsprechend verstärkt wird. Im Falle eines Vierdrahtanschlusses wird der -IN-Eingang nicht auf Controllerseite, sondern am Sensor auf GND gelegt.

### 8.4.6. Analoger Spannungsausgang, massebezogen



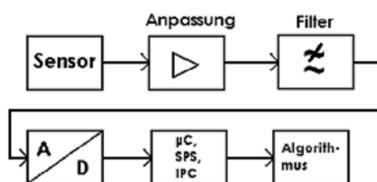
Bei Geräten mit analogem Spannungsausgang ist zu unterscheiden, ob der Ausgang geerdet (d.h. Schutzleiterpotential) oder potentialfrei ist. Ist der Ausgang massebezogen, kann das Gerät wie beschrieben angeschlossen werden.

### 8.4.7. Analoger Spannungsausgang, potentialfrei



Externe Geräte mit potentialfreiem Ausgang müssen auf Schutzleiterpotential gelegt werden. Dies kann am Anschluß des Automatisierungsgerätes erfolgen oder durch einen separaten Schutzleiteranschluß.

## 8.5. Anpassung von Sensorsignalen



- Pegelanpassung: Spreizung der Sensorspannung auf den Eingangsbereich des AD-Wandlers durch Verstärkung und Verschiebung (Offset).
- Impedanzanpassung für Nf-Signale (Spannungsanpassung):  $R_{in2} \gg R_{out1}$ , wobei 2 die nachfolgende Stufe ist.
- Frequenzanpassung: Tiefpass zur Einhaltung des Abtasttheorems, Filter zur Unterdrückung von Störsignalen und Rauschen.

Spezielle Bauelemente der Messtechnik:

- jFET-Operationsverstärker mit hohem Eingangswiderstand, z.B. LF412 mit  $R_{in} = 10^{12}\Omega$  und  $f_T = 3\text{MHz}$
- Instrumentenverstärker, z.B. AD620 mit Gain=1...10000, Offset $\leq 50\mu\text{V}$ , Drift $\leq 0,6\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , Noise $\leq 9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , Input current $\leq 1\text{nA}$

- Trennverstärker, z.B. AD202 mit Accuracy=0,025% und isolated power  $\pm 7,5V$  bei 2mA, Isolationsspannung 2000V

- Auswahl und Berechnung einer geeigneten Regressionsfunktion (Trendkurve):  $T=f(AD)$
- Berechnung einer LUT oder direkte Verwendung der Sensorfunktion

## 8.6. AD-Wandlung

### 8.6.1. Kennwerte von AD-Wandlern

Auflösung: 8, 10, 12, 16, 24 Bit

Anzahl der Stufen:  $2^n$  bei n Bit Auflösung

Eingangsbereichs: z.B. 0/5V oder -10/+10V

Quantisierungsstufe:  $Q = \frac{\text{Eingangsbereich}}{\text{Anzahl der Stufen}}$

Quantisierungsfehler:  $\epsilon = \pm \frac{Q}{2}$

Signal-Rauschverhältnis:  $SNR = n \cdot 6dB$

Wandlungszeit:  $T_{conversion} < ns$  bis einige  $\mu s$

Kennwerte der Messung:

$T_A$  ist die Zeit zwischen 2 Messungen

Abtastrate:  $f_A = \frac{1}{T_A}$  in  $\frac{\text{Samples}}{\text{s}}$

Abtasttheorem (Theorem von Shannon oder Nyquist):

$f_A > 2f_{maxSignal}$

Datenaufkommen: Auflösung  $\times f_A$  in  $\frac{\text{Bit}}{\text{s}}$

### 8.6.2. Samplmethoden

- Polling (Main-Loop, OB1, while-Schleife)
- Interruptgesteuerte Messung (Realtime, Weckalarm OB35, Timer)
- Direct Memory Access, DMA (für höchste Sampleraten)

## 8.7. Auswertung einer Einzelmessung

### 8.7.1. Lineare Sensorfunktion

Messgröße = Sensorspannung \* GAIN + OFFSET

GAIN und OFFSET können über zwei bekannte Messpunkte bestimmt werden:

$$M_1 = S_1 \cdot GAIN + OFFSET$$

$$M_2 = S_2 \cdot GAIN + OFFSET$$

### 8.7.2. Sensorfunktion des NTC

Temperatursensor NTC:

$$R_S = R_N \cdot e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N}\right)} \Leftrightarrow T = \frac{BT_N}{B + \ln\left(\frac{R_S}{R_N}\right)T_N}$$

$R_N$  ... Nennwiderstand bei Nenntemperatur  $T_N$ , z.B.  $R_{25} = 2200\Omega$  bei  $T_N = 25^\circ C = 298K$ . Alle Temperaturen in Kelvin,  $B$  ... Kennwert aus Datenblatt, z.B.  $B = 3200K$ .

### 8.7.3. Allgemeine Sensorfunktion

Andere Sensoren mit einfach gekrümmter Kennlinie:

$$R_S = a \cdot T^2 + b \cdot T + c$$

a,b und c sind Kennwerte aus dem Datenblatt oder werden durch das nachfolgenden Verfahren ermittelt.

Genaue Messung durch Kalibrierung an einer individuellen Sensorfunktion:

- Anpassung der Sensorspannung  $U_S$  an den AD-Wandler im gewünschten Arbeitsbereich
- Kalibrierung mit geeichtem Messgerät an mind. 5 Messpunkten:  $T \rightarrow$  AD-Wert

### 8.7.4. Messfehler

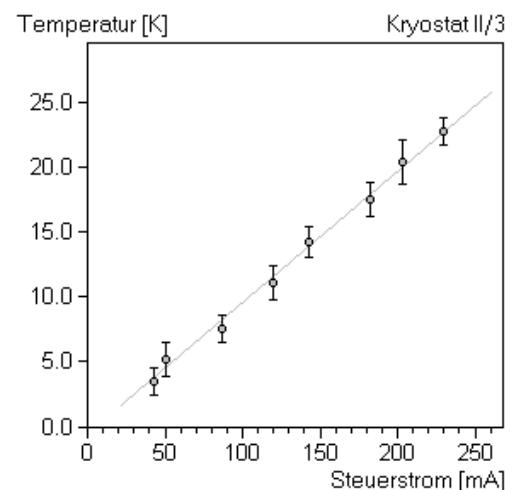
Systematische Fehler müssen so weit als möglich gefunden und beseitigt werden, zufällige Fehler (z.B. durch Rauschen) lassen sich durch Mehrfachmessung verringern. Mittelwert:  $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_k$  mittlerer Fehler der Einzelmessung (Standardabweichung oder Streuung):

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^n (\bar{x} - x_k)^2}$$

mittlerer Fehler des Mittelwertes (Messfehler, Messunsicherheit):

$$\Delta x = \frac{\sigma}{\sqrt{n}}$$

Grafische Darstellung des Messfehlers mit Fehlerbalken:

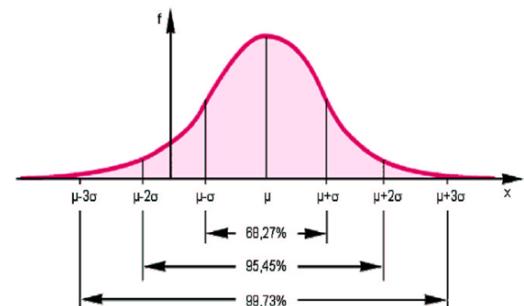


Mehrere zufällige Fehler kombinieren sich nach dem Fehlerfortpflanzungsgesetz:

$$\Delta y = \sqrt{\sum \left( \frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \Delta x_i^2}$$

Die statistische Sicherheit (Vertrauensgrenze) für den wahren Wert einer Messung mit dem Fehler  $\Delta x$  beträgt:

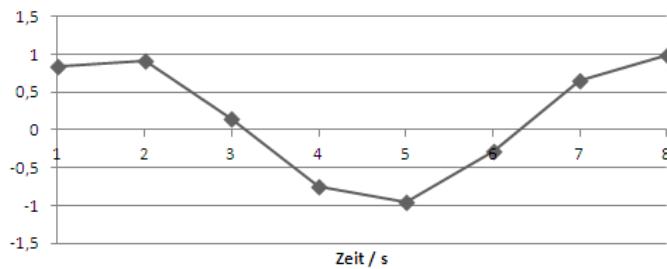
$\pm \Delta x$	$\pm 2\Delta x$	$\pm 3\Delta x$
68,3%	95%	99,7%



Dieselbe Gauß-Verteilung gilt auch für den Messfehler  $\Delta x$

## 8.8. Auswertung einer Messfolge

### 8.8.1. Grafische Darstellung



- keine Interpolation (Messfolge als Punkte, evtl. mit Fehlerbalken für jeden Messwert)
- Lineare Interpolation (stetig)
- Spline (stetig und glatt)

### 8.8.2. Digitales FIR Filter

Gleitender Mittelwert:  $y_i = \frac{1}{n} \sum_{k=i-n+1}^i x_k$

Glättung mit Rechtecksbewertung:  $y_i = \frac{1}{2n+1} \sum_{i-n}^{i+n} x_k$

Glättung mit Dreiecksbewertung:

$$y_i = \frac{1}{n} \left[ \sum_{i-n}^i \frac{k-(i-n)}{n} x_k + \sum_{i+1}^{i+n} \frac{(i+n-k)}{n} x_k \right]$$

Glättung mit Gaußbewertung

Eigenschaften:

Grenzfrequenz und Flankensteilheit von n abhängig

Glättungen nicht sofort berechenbar, dafür tritt keine Phasenverschiebung auf.

### 8.8.3. IIR Tiefpass 1. Ordnung

Einfacher TP:  $y_i = b_1 \cdot y_{i-1} + a_0 \cdot x_i$  mit  $a_0 = 1 - b_1$

Je größer  $b_1$  desto stärker die Filterwirkung und desto tiefer die Grenzfrequenz:

$b_1$	$f_g$
0,4	$0,4 \cdot f_A$
0,8	$0,04 \cdot f_A$
0,95	$0,01 \cdot f_A$

Mit einer starken Filterung, kann der Gleichanteil eines Signals bestimmt werden.

### 8.8.4. IIR Filter 2. Ordnung

Allgemeine Struktur im Bildbereich (Z-Transformierte):

$$\frac{Y_z}{X_z} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}$$

Allgemeine Struktur im Zeitbereich (Rekursionsformel):

$$y_i = -b_1 y_{i-1} - b_2 y_{i-2} + a_0 x_i + a_1 x_{i-1} + a_2 x_{i-2}$$

Durch geeignete Wahl der Koeffizienten  $a_k$  und  $b_k$  lassen sich beliebige Filter mit unterschiedlichen Eigenschaften erzeugen.

Beispiel: Notchfilter für  $f_A = 500 \frac{Hz}{s}$  und Sperrfrequenz  $f_{Notch} = 50 Hz$ :  $y_i = 1,5687 y_{i-1} - 0,9391 y_{i-2} + 0,9695 x_i - 1,5687 x_{i-1} + 0,9695 x_{i-2}$

Zur Berechnung der Koeffizienten können Software-Tools verwendet werden.

### 8.8.5. RMS-Wert

$$y_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (x_k - \bar{x})^2}$$

Der RMS-Wert (Root Mean Square, Standardabweichung) drückt den Effektivwert einer Wechselspannung aus, ein eventueller Offset (Gleichanteil) wird dabei abgezogen.

## 9. Regelungstechnik

### 9.1. Regelstrecken

#### 9.1.1. P-Strecken

Strecken mit Ausgleich, siehe auch Anhang A

P-Strecke:  $K_{PS} = \frac{\Delta x}{\Delta y}$

PT1-Strecke:  $K_{PS}, T_u$

PT2-Strecke:  $K_{PS}, T_u, T_g, s = \frac{T_g}{T_u}$

PTn-Strecke:  $K_{PS}, T_u, T_g, s = \frac{T_g}{T_u}$

PTt-Strecke:  $K_{PS}, T_t$

Regelbarkeit:

$\frac{T_g}{T_u}$	Regelbarkeit
$< 3$	schwer regelbar
$3 \dots 10$	noch regelbar
$> 10$	gut regelbar

#### 9.1.2. I-Strecken

Strecken ohne Ausgleich, siehe auch Anhang A

I-Strecke:  $K_{IS} = \frac{\Delta x / \Delta t}{\Delta y} = \frac{\Delta x}{\Delta y \cdot \Delta t} = \frac{1}{T_{IS}}$

IT1-Strecke: Sprungantwort beginnt mit einer Verzögerung

ITn-Strecke: Je höher die Ordnung, desto flacher der Beginn der Sprungantwort

Regelbarkeit:

$\frac{T_{IS}}{T_u}$	Regelbarkeit
$< 3$	schwer regelbar
$3 \dots 10$	noch regelbar
$> 10$	gut regelbar

### 9.2. Regler

#### 9.2.1. P-Regler

Schaltung siehe Kapitel 9.2.4

Bleibende Regelabweichung:  $x = \frac{w K_{PS} K_{PR}}{1 + K_{PS} K_{PR}}$

Geeignet für I-Strecken und für einfache Regelungen ohne hohe Anforderung an die Genauigkeit.

#### 9.2.2. PI-Regler

Schaltung siehe Kapitel 9.2.4

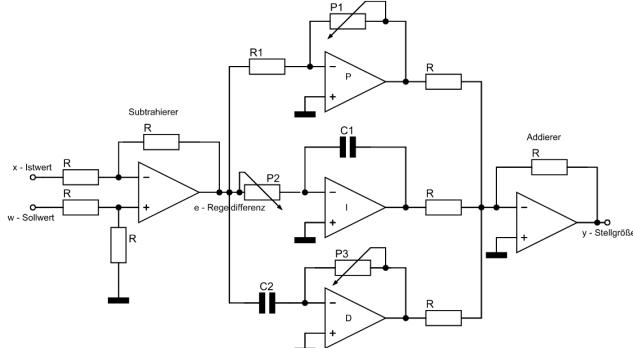
Keine bleibende Regelabweichung, einfacher und genauer Regler

#### 9.2.3. PD-Regler

Schaltung siehe Kapitel 9.2.4

Bleibende Regelabweichung, schneller Regler

## 9.2.4. PID-Regler



Schneller und genauer Regler, schwierig einzustellen.

$$P: K_{PR} = \frac{P_1}{R_1}$$

$$I: K_I = \frac{1}{C_1 P_2} = \frac{K_{PR}}{T_n} \text{ bzw. } T_n = \frac{K_{PR}}{K_I} = \frac{C_1 P_2 P_1}{R_1}$$

$$D: K_D = C_2 P_3 = K_{PR} T_v \text{ bzw. } T_v = \frac{K_D}{K_{PR}} = \frac{C_2 P_3 R_1}{P_1}$$

Digitaler Regler:

$$y_{k,I} = y_{k-1,I} + K_I(w - x_k)T_A$$

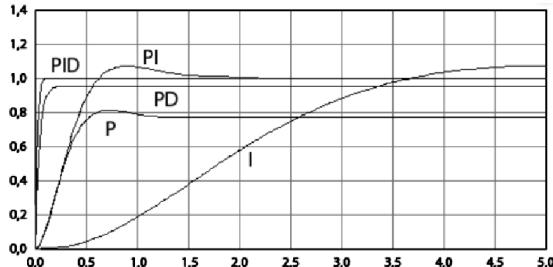
$$y_{k,PID} = K_P(w - x_k) + y_{k,I} + K_D(x_{k-1} - x_k)/T_A$$

$$\text{Minimale Abtastrate: } f_A = \frac{1}{T_A} \text{ mit } T_A = \frac{T_g}{10}$$

## 9.3. Regelkreis

### 9.3.1. Zielvorgabe

Das Bild zeigt die optimale Einstellung verschiedener Regler für eine ideale  $PT_2$  Strecke (aperiodisches Führungsverhalten)



Kriterien für eine optimale Reglereinstellung:

Anregelzeit minimal, Ausregelzeit minimal, Überschwingen erlaubt oder unerwünscht (aperiodisches Verhalten), Flächenkriterium, ausreichender Abstand von der Instabilität (Amplituden- und Phasenrand).

### 9.3.2. Ziegler-Nichols

Kritische Verstärkung und Periodendauer bekannt:

P	$K_p = 0.5 \cdot K_{p,krit}$
PI	$K_p = 0.45 \cdot K_{p,krit}, T_n = 0.85 \cdot T_{krit}$
PD	$K_p = 0.55 \cdot K_{p,krit}, T_v = 0.15 \cdot T_{krit}$
PID	$K_p = 0.6 \cdot K_{p,krit}, T_n = 0.5 \cdot T_{krit}, T_v = 0.125 \cdot T_{krit}$

### 9.3.3. Chien-Hrones-Reswick

Regler	Aperiodischer Regelverlauf		Regelverlauf mit 20% Überschwingen	
	Störung	Führung	Störung	Führung
P	$K_p$	$0.3 \cdot \frac{T_g}{T_u \cdot K_s}$	$0.3 \cdot \frac{T_g}{T_u \cdot K_s}$	$0.7 \cdot \frac{T_g}{T_u \cdot K_s}$
	$T_n$	$4 \cdot T_u$	$1.2 \cdot T_g$	$2.3 \cdot T_u$
PI	$K_p$	$0.6 \cdot \frac{T_g}{T_u \cdot K_s}$	$0.35 \cdot \frac{T_g}{T_u \cdot K_s}$	$0.7 \cdot \frac{T_g}{T_u \cdot K_s}$
	$T_n$	$4 \cdot T_u$	$1.2 \cdot T_g$	$0.6 \cdot \frac{T_g}{T_u \cdot K_s}$
PID	$K_p$	$0.95 \cdot \frac{T_g}{T_u \cdot K_s}$	$0.6 \cdot \frac{T_g}{T_u \cdot K_s}$	$1.2 \cdot \frac{T_g}{T_u \cdot K_s}$
	$T_n$	$2.4 \cdot T_u$	$1 \cdot T_g$	$2 \cdot T_u$
	$T_v$	$0.42 \cdot T_u$	$0.5 \cdot T_u$	$0.42 \cdot T_u$

### 9.3.4. Geeignete Regler für unterschiedliche Strecken

Strecke	Regler					
	Typ	P	I	PI	PD	PID
P-Strecke	ungeeignet	geeignet	geeignet	geeignet	ungeeignet	ungeeignet
PT <sub>1</sub> -Strecke	geeignet	geeignet	geeignet	geeignet	geeignet	geeignet
PT <sub>n</sub> -Strecke	ungeeignet	geeignet	geeignet	geeignet	ungeeignet	geeignet
P-T <sub>r</sub> -Strecke	ungeeignet	geeignet	ungeeignet	ungeeignet	ungeeignet	ungeeignet
PT <sub>1</sub> -T <sub>r</sub> -Strecke	ungeeignet	geeignet	geeignet	ungeeignet	ungeeignet	geeignet
I-Strecke	geeignet	ungeeignet	geeignet	geeignet	geeignet	geeignet
I <sub>2</sub> -Strecke	ungeeignet	ungeeignet	ungeeignet	geeignet	geeignet	geeignet
IT <sub>1</sub> -Strecke	geeignet	ungeeignet	geeignet	geeignet	geeignet	geeignet
IT <sub>r</sub> -Strecke	geeignet	ungeeignet	geeignet	ungeeignet	ungeeignet	ungeeignet

### 9.3.5. Balance- und Kursregelung

Balanceregelungen (Segway, Drohne) und Kursregelungen (Autopilot) basieren grundsätzlich auf einer Winkelmesung. Diese kann z.B. mit dem Sensormodul MPU6050 vorgenommen werden. Die Regelstrecke ist in der Regel mehrfach integrierend. Die einfachste Methode der Einstellung des PID-Reglers gelingt nach dem Ziegler/Nichols-Verfahren.

Zuerst wird aus den Gyro-Werten der Winkel ermittelt:

```
accelgyro.getMotion6(&ax, &ay, &az, &gx, &gy, &gz);
```

// Aktueller Winkel (bei 0 Grad steht das Segway gerade):

```
r_angle = (atan2(ay, az) * 180/pi + Winkel_offset);
```

// Auch die Drehrate wird verwendet:

```
omega = Gyro.Verstaerkung * (gx + Gyro.offset);
```

// Aus beiden Werten wird ein Istwert berechnet:

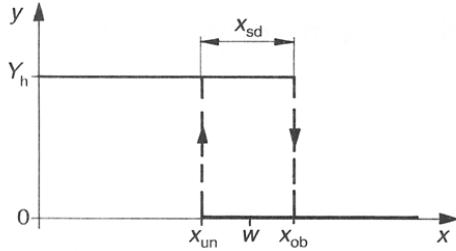
```
float K = 0.8;
```

```
float A = K/(K + dt);
```

```
f_angle = A * (f_angle + omega * dt) + (1 - A) * r_angle;
```

Da der Sollwert 0 Grad beträgt, kann  $f\_angle$  als Regeldifferenz für den digitalen Regler verwendet werden.

### 9.3.6. Zweipunktregelung



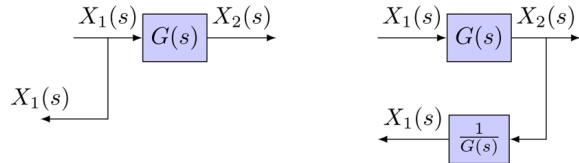
Zusammenhang zwischen Hysterese und Schalthäufigkeit:

$$PT_1\text{-Strecke: } f_{Schalt} = \frac{w}{2x_{sd}T_1}$$

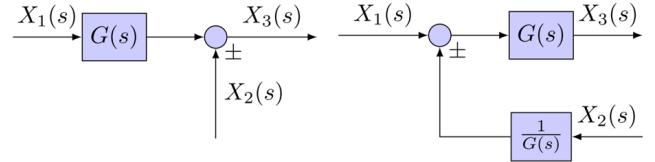
$$PT_2\text{-Strecke: } f_{Schalt} = \frac{\left(\frac{1}{2} - \frac{x_{sd}}{2x_{max}}\right)^2}{T_u + \frac{x_{sd}}{x_{max}}(T_g - T_u)}$$

$x_{max}$  ist jener Istwert, der sich bei permanenter Stellgröße einstellt.

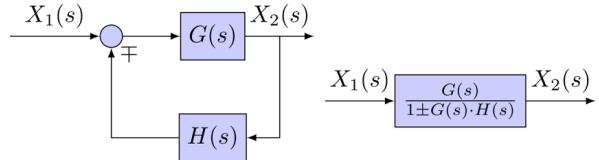
Verschiebung eines Abgriffes hinter einen Block:



Verschiebung eines Summenpunktes vor einen Block:



Elimination eines rückgekoppelten Kreises:



## 9.4. Systemtheorie

### 9.4.1. Beschreibung von Systemen

Im Zeitbereich: z.B. Sprungantwort  $y(t)$ ,  $x(t)$

Im Frequenzbereich:  $H(\omega) = U_a/U_e$ ,  $H$  ist komplex

Im Bildbereich der Laplacetransformation:  $G(s)$  (statt  $s$  oft auch  $P$  oder  $p$ )

**Vorteil** des Laplace-Formalismus: Differentialgleichungen werden zu algebraischen Gleichungen, Stabilitätsuntersuchungen lassen sich direkt durchführen.

**Überführung** der Laplace-Übertragungsfunktion in den **Frequenzgang**:  $s = j\omega$

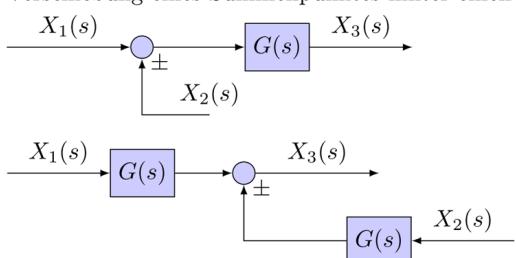
**Überführung** der Laplace-Übertragungsfunktion in den **Zeitbereich**: Rücktransformation mit Hilfe der Laplace-Korrespondenztabelle.

### 9.4.2. Darstellung von Systemen im Laplace-Bereich durch Blockschaltbilder

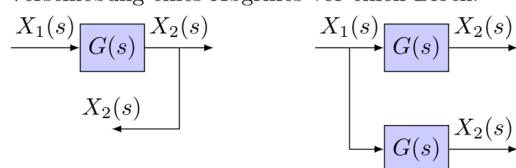
Reihenschaltung:  $G(s) = G_1(s) \cdot G_2(s)$

Parallelschaltung:  $G(s) = G_1(s) + G_2(s)$

Verschiebung eines Summenpunktes hinter einen Block:



Verschiebung eines Abgriffes vor einen Block:



### 9.4.3. Stabilität von Regelkreisen

Der geschlossene Regelkreis besitzt die Übertragungsfunktion:

$$G(s) = \frac{X(s)}{W(s)} = \frac{G_R G_S}{1 + G_R G_S} = \frac{G_O}{1 + G_O}$$

Der Index S steht für die Strecke, R für den Regler, O für die Gesamtübertragungsfunktion des offenen Regelkreises. Die Rücktransformation von  $\frac{1}{s}G(s)$  beschreibt das Führungsverhalten, also den Verlauf des Istwertes bei einem Sollwertsprung.

Wird irgendwo im Regelkreis eingespeist und an einer beliebigen Stelle abgegriffen gilt allgemein:

$$G(s) = \frac{\text{Vorwaertsübertragungsfunktion}}{\text{Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises}}$$

Die Stabilitätsgrenze ergibt sich durch Null setzen des Nenners, oder durch die Bedingung  $G_R G_S = -1$ . Der Regelkreis schwingt also gerade dann, wenn die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises den Imaginärteil 0 und den Realteil -1 besitzt. Dieser Punkt heißt Nyquistpunkt. Die Stabilität eines Systems wird nach folgender Weise beurteilt: Gesamtübertragungsfunktion  $G(s)$  berechnen, Bestimmung der Nullstellen des Nenners (=Pole).

**asymptotisch stabil:** alle Pole haben einen negativen Realteil

**grenzstabil:** ein oder mehrere verschiedene Pole auf der imaginären Achse und die restlichen Pole haben einen negativen Realteil

**instabil:** Pole mit positivem Realteil oder Mehrfachpole auf der imaginären Achse

Gentigend Sicherheitsabstand vom Nyquistpunkt einzuhalten ist eine Hauptaufgabe der Regelungstechnik. Zeichnet man das **Bodediagramm** des offenen Regelkreises  $G_O(s)$  kann dies durch Einhaltung der Amplitudenreserve geschehen:

$A_R \approx 12 \dots 20 \text{ dB}$  bei Entwurf auf gutes Führungsverhalten

$A_R \approx 6 \dots 10 \text{ dB}$  bei Entwurf auf gutes Störungsverhalten

Oder durch Einhaltung der Phasenreserve:

$$\alpha_R = 180^\circ - \text{atn}(Im(G_O)/Re(G_O)) \text{ mit}$$

$\alpha_R \approx 40^\circ \dots 60^\circ$  bei Entwurf auf gutes Führungsverhalten

$\alpha_R \approx 20^\circ \dots 50^\circ$  bei Entwurf auf gutes Störungsverhalten

#### 9.4.4. Fehler und Sensibilität

Im Bildbereich gilt der Grenzwertsatz:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot X(s)$$

Somit ergibt sich der **statische Fehler** (bleibende Regelabweichung):

$$\epsilon_s = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{a}{s} \cdot G(s)$$

Der **Geschwindigkeitsfehler** (Rampenfehler):

$$\epsilon_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{b}{s^2} \cdot G(s)$$

Der **Beschleunigungsfehler**:

$$\epsilon_a = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{c}{s^3} \cdot G(s)$$

Die **Sensibilität** drückt aus wie stark ein System auf ein eingespeistes Signal mit gegebener Amplitude und Frequenz reagiert. Die entsprechende Übertragungsfunktion wird dazu mit  $s = j\omega$  in den Frequenzbereich überführt. Der Betrag drückt für jede beliebige Frequenz die Sensibilität aus. Noch ein paar Abkürzungen für das Rechnen:

$$G(j\omega) = \frac{a+jb}{c+jd}, \text{ es gilt } |G|^2 = \frac{a^2+b^2}{c^2+d^2} \text{ und } \varphi = \operatorname{atn}\left(\frac{a}{b}\right) - \operatorname{atn}\left(\frac{d}{c}\right)$$

## 10. Automatisieren mit SPS

### 10.1. Programmstrukturen in Step 7

Von einem **linearem Programm** spricht man, wenn das gesamte Programm direkt im OB1 erstellt wurde. Ein **gegliedertes Programm** ist eine Programmstruktur, in der das Programm in ein oder mehreren Funktionen oder Funktionsbausteinen abgelegt ist. Ein **strukturiertes Programm** ist im Grunde wie ein gegliedertes Programm. Der einzige Unterschied besteht darin, dass bei einem strukturierten Programm ein Funktionsbaustein mehrfach aufgerufen und bei jedem Aufruf mit anderen Parametern versehen werden kann.

### 10.2. Codebausteine in Step 7

OB1	Zyklisches Hauptprogramm Zykluszeit von der Codelänge abhängig
OB10-17	Uhrzeitalarme
OB20-23	Verzögerungsalarme
OB30-38	Weckalarme (kleinste Zeit: 1 ms)
OB40-47	Prozessalarme
OB100-102	Anlaufbausteine weitere Organisationsbausteine sind Alarm- und Fehlerbausteine
FBxy	Funktionsbausteine frei definierbar oder parametrierbar vordefiniert (z.B. PID-Regler)
FCxy	Funktionen

### 10.3. Elementare Datentypen in Step 7

**1 Bit:** BOOL als Boolese Variable mit den Wert 0 (False) oder 1 (True)

**8 Bit:** BYTE als Folge aus 8 Bit, z.B. B#16#FF

**16 Bit:** WORD als Folge aus 16 Bit, z.B. W#16#FFFF oder BCD-Zahl von 0 bis 999 oder Dezimalzahl ohne Vorzeichen, z.B. B#(255,255) oder INT als ganze Zahl mit Vorzeichen von -32768 bis +32768 oder S5TIME als Zeittdauer oder als DATE im IEC-Format, z.B. DATE#2012-05-11

**32 Bit:** DWORD als Folge aus 32 Bit, z.B. DW#16#FFFF FFFF oder DINT als ganze Zahl mit Vorzeichen von -2147483648 bis +2147483648 oder REAL als Gleitpunktzahl (reelle Zahl), z.B. 15.37 oder in Exponentdarstellung 6.583 E+06 oder als TIME Zeittdauer im IEC-Format in 1ms Schritten, z.B. T#24D\_20H\_31M\_23S\_678MS

### 10.4. Operanden in Step 7

Eingänge, Ausgänge und Merker stehen als Bits, Bytes, Worte und Doppelworte zur Verfügung, z.B. E0.0, AW2, MD10.

Zähler und Timer werden einfach nummeriert, z.B. Z1, T5. AD-/DA-Wandler und Komunikationssdaten sind Peripherieworte, z.B. PEW6, PAW128.

Funktionsbausteine, Funktionen und Datenbausteine werden nummeriert, z.B. FB1, FC5, DB10.

### 10.5. Step 7 - Befehle

#### Bit - Grundoperationen

U Und-Verknüpfung

UN Und NICHT-Verknüpfung

O Oder-Verknüpfung

ON Oder NICHT-Verknüpfung

X Exklusiv Oder-Verknüpfung

XN Exklusiv Oder NICHT-Verknüpfung

U( Bitoperation mit Verzweigung

) Verzweigung schließen

**Eine Verknüpfungskette wird in AWL mit folgenden Operationen abgeschlossen**

S Setzen

R Rücksetzen

= Zuweisung

**Das Verknüpfungsergebnis VKE wird mit folgenden Operationen verändert**

NOT VKE wird negiert

SET VKE wird bedingungsunabhängig gesetzt

CLR VKE wird bedingungsunabhängig zurückgesetzt

SAVE VKE wird im BIE-Bit gespeichert

**Auf einen Wechsel im Verknüpfungsergebnis VKE reagieren folgende Operationen**

FN negative Flanke von 1 → 0

FP positive Flanke von 0 → 1

#### Zeitfunktionen

FR	Timer freigeben
L	Laden des aktuellen Zeitwertes als Ganzzahl z.B. im S5 Format L S5T#13S500MS
LC	Laden des aktuellen Zählerwertes als BCD-Zahl
R	Rücksetzen eines Timers
SA	Starten einer Ausschaltverzögerung
SE	Starten einer Einschaltverzögerung
SI	Starten eines Impulses
SS	Starten einer Einschaltverzögerung
SV	Starten eines verlängerten Impulses

## Zähler

FR	Zählerfreigabe, löscht den Flankenmerker
L	Laden des Zählerwertes, z.B. L C#80
LC	Laden des Zählerwertes als BCD-Zahl
S	Setzen eines Zähleranfangswertes
R	Zurücksetzen des Zählers
ZV	Zählen Vorwärts (bis 999)
ZR	Zählen Rückwärts (bis 0)

## Weitere Funktionen, alphabetisch sortiert

Abkürzungen:  
 GP ... Gleitpunktzahl  
 AF ... Akkumulatorfunktion  
 PS ... Programmsteuerung

*D	AK1 und AK2 multiplizieren	32-Bit
*I	AK1 und AK2 multiplizieren	16-Bit
*R	AK1 und AK2 multiplizieren	32-Bit GP
/D; /I; /R	Division AK2/AK1	
==D	AK2 gleich AK1	Vergleicher
<>D	AK2 ungleich AK1	Vergleicher
>D	AK2 größer als AK1	Vergleicher
<D	AK2 kleiner als AK1	Vergleicher
>=D	AK2 größer oder gleich AK1	Vergleicher
<=D	AK2 kleiner oder gleich AK1	Vergleicher
diesselben	Vergleichsfunktionen für I und R	
+D	AK1 und AK2 addieren	32-Bit
+I	AK1 und AK2 addieren	16-Bit
+R	AK1 und AK2 addieren	32-Bit GP
-D; -I; -R	Subtraktionen AK2-AK1	
ABS	Absolutwert der Gleitpunktzahl in AK1	
ACOS	Arcuscosinus bilden	32-Bit GP
ASIN	Arcussinus bilden	32-Bit GP
ATAN	Arcustangens bilden	32-Bit GP
AUF	Datenbaustein aufschlagen	
BE	Bausteinende	PS
BEA	Bausteinende absolut	PS
BEB	Bausteinende bedingt	PS
BLD	Bildbefehl (Nulloperation)	AF
BTD	BCD in Ganzzahl (7 Stellen und Vorzeichen)	
BTI	BCD in Ganzzahl (3 Stellen und Vorzeichen)	
CALL	Baustinaufruf	PS
CC	Bedingter Baustinaufruf	PS
COS	Cosinus eines Winkels bilden	32-Bit GP
DEC	AK1 dekrementieren	AF
DTB	Ganzzahl in BCD (7 Stellen und Vorzeichen)	
DTR	Ganzzahl in Gleitpunktzahl	Umwandler
EXP	Exponentiellwert bilden	32-Bit GP
INC	AK1 inkrementieren	AF
INVD	1er Komplement Ganzzahl	Umwandler

ITB	Ganzzahl in BCD (3 Stellen und Vorzeichen)	
ITD	Ganzzahl in Ganzzahl	Umwandler
LN	natürlichen Logarithmus	32-Bit GP
LOOP	Programmschleife	Sprungfunktion
MOD	Divisionsrest Ganzzahl	32-Bit
NOP 0	Nulloperation 0	AF
OD	ODER-Doppelwort	Wortverknüpfung
ebenso	UD und XOD	
OW	ODER-Wort	Wortverknüpfung
ebenso	UW und XOW	
POP	Akkumulatoren nach unten verschieben	
PUSH	Akkumulatoren nach oben verschieben	
RLD	Doppelwort nach links rotieren Schiebefunktion	
weitere	entsprechende Schiebefunktionen	
RND	GP zur Ganzzahl runden	Umwandler
RND-	GP zur nächstniederen Ganzzahl runden	
RND+	GP zur nächsthöheren Ganzzahl runden	
SIN	Sinus eines Winkels bilden	32-Bit GP
SPA	Springe absolut	Sprungfunktion
SPB	Springe wenn VKE = 1	Sprungfunktion
weitere	Sprungfunktionen vorhanden	
SQR	Quadrat bilden	32-Bit GP
SQRT	Quadratwurzel bilden	32-Bit GP
T	Transferieren	AF
TAD	Reihenfolge der Bytes im AKKU 1 tauschen	
TAK	AK1 mit AK2 tauschen	AF
TAN	Tangens eines Winkels bilden	32-Bit GP
TRUNCGP	durch Abschneiden runden	
UC	Unbedingter Baustinaufruf	PS

## 11. Programmieren in C

Am Beispiel für den Arduino Due

### Programmgrundstruktur:

```
// Includes
#include <DueTimer.h>
// globale Konstanten
const int TempPin = A0; //analog
const int OutPin = 2; //digital
// globale Variablen
int Temp = 0;
int Soll = 100;
// Setup wird 1x durchlaufen
void setup() {}
// Loop wird zyklisch durchlaufen
void loop() {}
```

### Präziser Timer

```
Timer.attachInterrupt(TempMessung);
Timer.start(500000); //500.000µs = 500ms}
//Timer ISR-Routine
void TempMessung() {
    Temp= analogRead(TempPin);}
```

### I/O - Operationen

Einzelne Pins:  
 Init: pinMode(OutPin, OUTPUT);  
 Schreiben: digitalWrite(OutPin, LOW);  
 Lesen: val = digitalRead(InPin);

Ganze Ports:

Schreiben: PortB=B10101010;  
PortB alles Eingänge: DDRB=0x00;  
Lesen: val=PortB;

Pininterrupt auf Pin 0:

attachInterrupt(0, ISR\_Routine, RISING);

Analog Lesen:

val = analogRead(pin);

PWM ausgeben:

analogWrite(pin, value);

Value 0 – 255 erzeugt einen Duty Cycle von 0 – 100%. Das PWM-Signal kann nach 5.13.2 in eine analoge Spannung umgewandelt werden.

## Serielle Schnittstelle

Init: Serial.begin(9600);

Lesen:

```
if(Serial.available()>0){  
    Soll=Serial.read();}
```

Schreiben:

```
Serial.println(Temp);  
Serial.println(float(Temp)*5/1024);  
Serial.write(Byte1);
```

## if - Struktur

```
if(Temp < Soll-10){  
    digitalWrite(OutPin, HIGH);}
```

## switch - Struktur

```
switch (var) {  
case 1:  
    //do something when var equals 1  
    break;  
case 2:  
    //do something when var equals 2  
    break;  
default:  
    // if nothing else matches  
}
```

## Zeitfunktionen

Zeitpunkt merken: startzeit=micros();  
oder startzeit=millis();

Überlauf der millis() nach 50 Tagen

Delay: delay(ms);

Messung einer Pulsdauer in  $\mu s$ :  
duration = pulseIn(pin, HIGH);

## Arrays

```
int myInts[6]; oder int myPins[] = {2, 4, 8, 3, 6};  
for (i = 0; i < 5; i = i + 1) {  
    Serial.println(myPins[i]);}
```

## Stringoperationen

Länge eines String: int l1 = myString.length();

Einen String ausschneiden:

String s1 = myString.substring(from, to);

Die Postion eines Strings s2 in einem anderen finden:

int pos1 = myString.indexOf(s2);

## Operatoren und Datentypen

Operatoren: == (equal to) != (not equal to)

bool. Operatoren: && (and) || (or) ! (not)

Bitoperatoren: & (bitwise and) | (bitwise or) ~ (bitwise not)  
<< (bitshift left) >> (bitshift right)

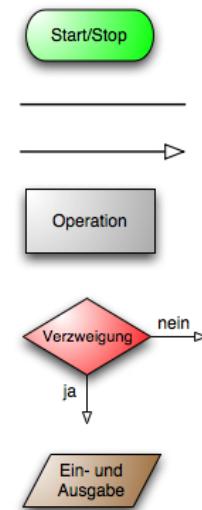
Datentypen: boolean (true/false), char (1 Zeichen oder ASCII-Wert), byte (0-255), int, unsigned int (16 Bit), word (0-65534), long, unsigned long (32 Bit), float, double, Strings sind char-Arrays: char myString[] = "arduino"

# 12. Programmierhilfen

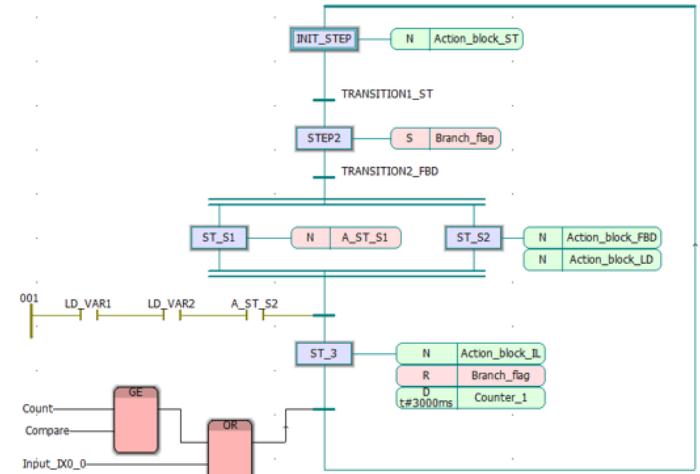
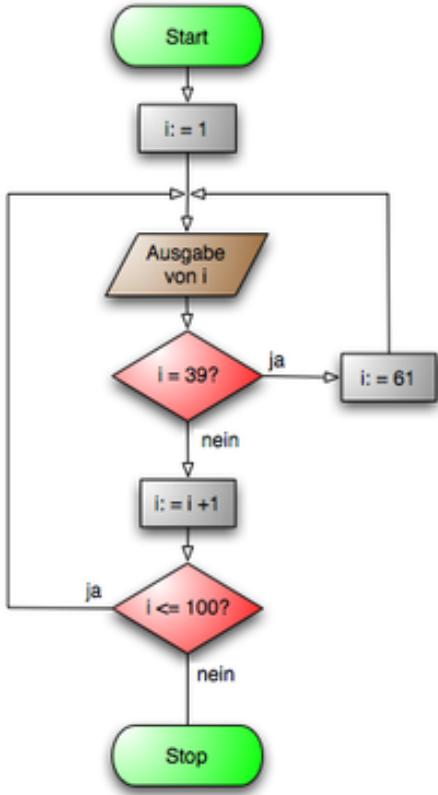
Flussdiagramm und Struktogramm können sofort in eine Programmiersprache umgesetzt werden. Das Zustandsdiagramm zeigt den logischen Aufbau eines komplexen Systems, es wird z.B. als Schrittkette ausprogrammiert.

## 12.1. Flussdiagramm

Symbole des Flussdiagramms

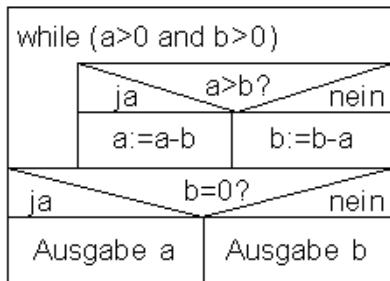


Beispiel



## 12.2. Struktogramm

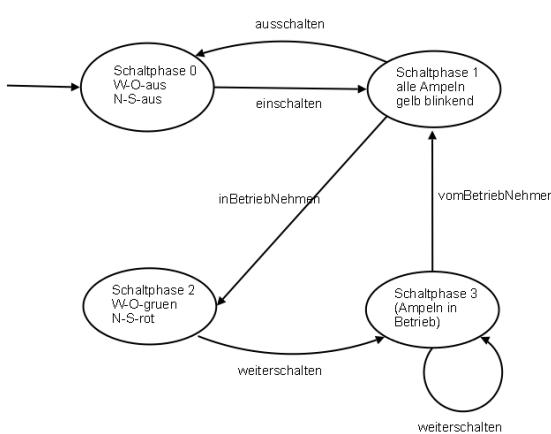
Beispiel



## 12.3. Zustandsdiagramm

Im Zustandsdiagramm bzw. Zustandsautomat sind Zustände oder Prozeduren Kreise. Übergänge sind Pfeile mit der Übergangsbedingung als Beschriftung.

Beispiel



## 13. Kostenrechnung

Einstufiges direct costing:

Fixkosten  $K_f$  pro Zeitraum, variable Kosten  $K_v$  pro Stück, Deckungsbeitrag  $DB$ , Erlös (Verkaufspreis)  $E$ , Stückzahl  $x$

$$DB = E - K_v \quad Ex = K_v x + K_f$$

Break even point:  $x = \frac{K_f}{DB}$

## 14. SQL Datenbanken

### 14.1. Normalisierung

- Normalform: Alle Informationen liegen atomar vor
- Normalform: Spalten, die von einem Schlüsselkandidaten nicht vollständig funktional abhängig sind, werden in einer Untertabelle ausgelagert
- Normalform: Aus keinem Nichtschlüsselattribut folgt ein anderes Nichtschlüsselattribut, ein solcher Zusammenhang wird in einer Untertabelle ausgelagert

### 14.2. Allgemeines

Tabelle erzeugen:

```
CREATE TABLE TabellenName
(Attr1 DatentypfürAttr1,
Attr2 DatentypfürAttr2, ...)
```

Datentypen in Access:

String (variable und feste Länge), Memo (Text bis 65000 Zeichen), Byte (0-255), Integer (-32000 bis +32000), Long, Single (7 Stellen), Double (15 Stellen), Currency, Autowert (fortlaufende Nummerierung), Ja/Nein (True, False), OLE-Objekt (Dateien bis 1 Gbyte), Date  
In anderen Datenbanken: CHAR, VARCHAR, FLOAT, BLOB

Datensatz eintragen:

```
INSERT INTO Persons (PId, LastName, FirstName)
VALUES (5, 'Tjessem', 'Jakob')
```

Verknüpfung einer Datenbank mit z.B. VB.NET:

```
Dim conn As OleDbConnection = New
OleDbConnection("Provider=Microsoft.Jet.OLEDB.4.0;
```

```
Data Source=" & sDatabasePath)
conn.Open()
Nun kann ein SQL-Strings übergeben werden.
```

### 14.3. Abfragen

```
SELECT Attribut1, Attribut2, usw
FROM Tabelle
WHERE Attribut = Wert AND/OR Attribut2 = Wert2
usw
```

\*\*\*Erstellt eine neue Spalte mit Spaltennamen  
 SELECT NeueSpalteWert AS NeueSpalteName  
 SELECT Wert1 + Wert2 AS NeueSpalteName

\*\*\*Attribut wird nur einmal aufgelistet, auch bei Mehrfachnennung  
 SELECT DISTINCT Attribut

\*\*\*Für WHERE verwendbar  
 Für Zahlen- und Datumsformate:

= gleich, < kleiner, > größer  
 <=, >=, <> nicht gleich

WHERE Attribut BETWEEN Wert1 AND Wert2

Für alle Formate:

WHERE Attribut IN (Wert1,Wert2)

Für Textformate:

WHERE Attribut LIKE Wert

In Wert können Platzhalter verwendet werden: \* steht für beliebig viele und ? für ein Zeichen

Beispiel: WHERE Name LIKE ('Me?er')

Zusatzinformationen:

Bei Zahlen die Kommastelle mit '.' trennen, nicht ','

Texte in Hochkommas: WHERE Name = 'Franz'

Enthält ein Atributname Sonderzeichen, wird er in eckige Klammern gesetzt.

Beispiel: Kunden.[Kunden Code]

Datumsformat: #Month/Day/Year Hour:Minute# , auch ohne Uhrzeit

AND ist stärkere Verbindung als OR

\*\*\*Listet Attribute auf die 'Null' (leer) sind bzw nicht 'Null' sind, nicht verwechseln mit Wert 0

WHERE Attribut IS NULL

WHERE Attribut IS NOT NULL

\*\*\*Testet, ob eine Unterabfrage Ergebnisse hat  
 WHERE [NOT] EXISTS ( subquery )

\*\*\*Ordnet das Attribut dem Alphabet oder nach der Größe:  
 ORDER BY Attribut  
 ORDER BY Attribut DESC

\*\*\*Unterabfragen

```
SELECT NewAttr FROM
(SELECT Attr1 As NewAttr FROM Tab1
WHERE [Bedingung])
```

\*\*\*Aggregatfunktionen fassen mehrere Zeilen zusammen:  
 AVG() - Mittelwert, COUNT() - Anzahl, FIRST() - Erste Zeile, LAST() - Letzte Zeile, MAX() - Größter Wert, MIN() - Kleinester Wert, SUM() - Summe (nur mit Zahlen)  
 Beispiel:

```
SELECT Customer,SUM(OrderPrice) As „Summe“
FROM Orders
GROUP BY Customer
HAVING SUM(OrderPrice)>1500
Liefert alle Kunden, die insgesamt mehr als für 1500 bestellt haben.
```

\*\*\*Verbindung zweier Tabellen mit JOIN

```
SELECT a.Attr, b.Attr
FROM Tabelle1 AS a
INNER JOIN Tabelle2 AS b
ON b.Attr = a.Attr
```

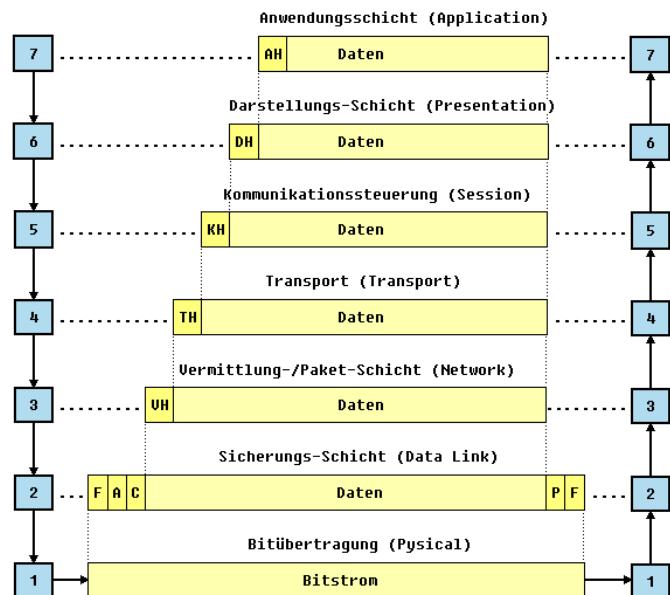
In der ON Klausel wird in der Regel ein Primärschlüssel von einer Tabelle mit dem Fremdschlüssel der anderen Tabelle verknüpft. LEFT OUTER und RIGHT OUTER liefert zusätzliche Ergebnisse. Anschließend können mit WHERE weitere Einschränkungen getroffen werden.

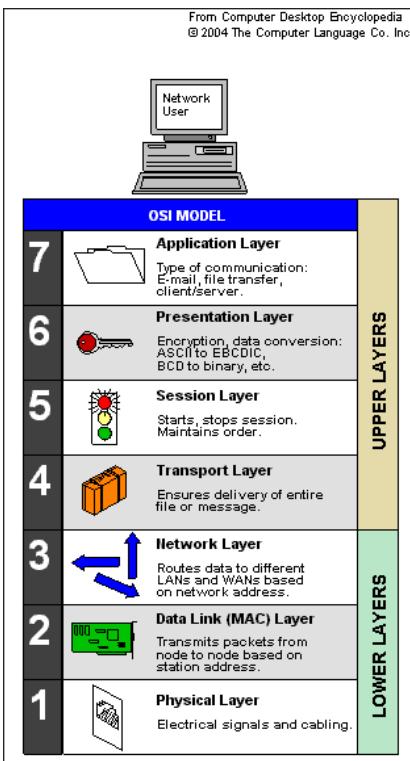
\*\*\*Verbindung von 4 Tabellen

```
SELECT a.Attr, b.Attr, c.Attr, d.Attr
FROM a
INNER JOIN
(b INNER JOIN (c INNER JOIN d ON c.Attr=d.Attr)
ON b.Attr=c/d.Attr)
ON a.Attr=b/c/d.Attr
WHERE ...
```

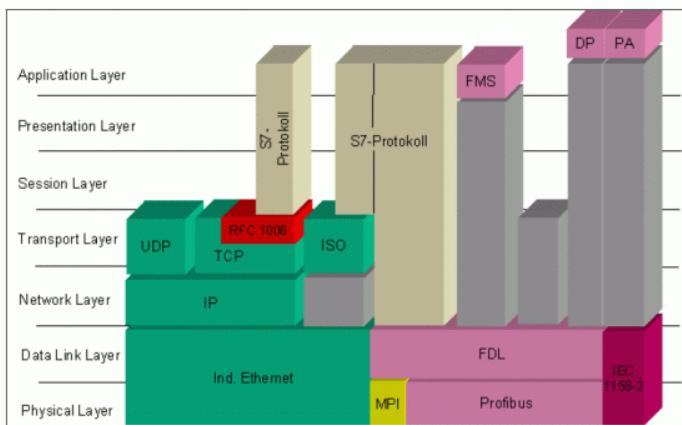
## 15. Bussysteme in der Automatisierungstechnik

### 15.1. ISO-OSI 7-Schichtenmodell





Schichtenmodell beim Industrial Ethernet und beim Profibus



Sicherung durch CRC - Hammingdistanz

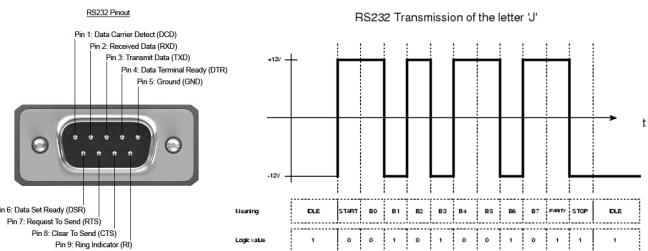
Max length at HD / Polynomial	CRC Size (bits)								
	3	4	5	6	7	8	10	12	16
HD=2	0x5	0x9	0x12	0x33	0x65	0xe7	0x327	0x987	0x8d95
HD=3	4	11	26	57	120	247	1013	4083	65519
HD=4			10	25	56	119	501	2035	32751
HD=5					4	9	21	53	241
HD=6						4	12	27	135
HD=7							5	11	19
HD=8								11	15
HD=9									6
HD=10									5
HD=11									0xed2f

## 15.2. Übersicht Bussysteme und Schnittstellen

Systembusse kommen auf der Platte oder innerhalb eines Gerätes zum Einsatz. Feldbusse hingegen verbinden Automatisierungsgeräte und können sich auch über mehrere Ebenen der Automatisierungspyramide erstrecken.

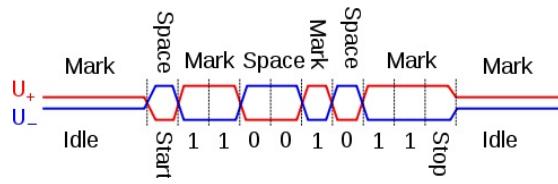
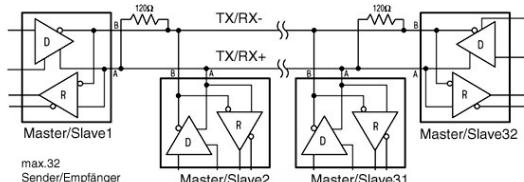
### 15.2.1. Serielle Schnittstelle RS232

Die RS-232 Schnittstelle ist eine serielle Schnittstelle (Bits werden nacheinander übertragen), sie wird zur Kommunikation zwischen zwei Computern oder Peripheriegeräten verwendet. Die Schnittstelle hat einen 9-poligen D-Sub Stecker, dabei wird nur ein Datenleiter zur seriellen Übertragung in beide Richtungen benutzt. Zudem erfolgt die Datenübertragung asynchron was zur Folge hat, dass kein gemeinsamer Takt existiert. Bei unbenutzter Leitung kann jeder der Teilnehmer kann zu einem beliebigen Zeitpunkt mit der Übertragung beginnen, dazu wird nur ein Startbit (Signalflanke) benötigt, die Die Synchronisation erfolgt mit dem Start der Übertragung, die Übertragung kann nur dann erfolgen, wenn die Baudaten identisch sind. Um das Ende der Übertragung mitzuteilen wird mindestens ein Stop-Bit benötigt. Die Baudaten hängen von der Länge der Übertragungsstrecke ab, je größer diese Strecke, desto kleiner muss die Baudaten sein. Jede Baudaten hat eine maximale Übertragungsstrecke, klassische Raten sind 2400 Baud für Strecken bis zu 900 Meter, 9600 Baud für bis zu 152 Meter, 57600 Baud für bis zu 5 Meter und 115200 Baud für Übertragungsstrecken kleiner 1 Meter.



### 15.2.2. Serieller Bus RS485

RS485-Schnittstelle ist für die serielle Hochgeschwindigkeits-Datenübertragung über große Entfernung entwickelt worden und ist im industriellen Bereich weit verbreitet. Es arbeitet nach dem Single-Master/Multi-Slave-Prinzip mit Linien Topologie und die maximalen Teilnehmer betragen 32 (erweiterbar auf 256). Ein RS485-Bus kann sowohl als 2-Draht- als auch als 4-Draht-System aufgebaut werden. Die Leitungen dieser Industrie-Bus-Schnittstelle werden als Twisted Pair im Gegentakt betrieben. Das 2-Draht-System (2 Leitungen) kann entweder Empfangen oder Senden (Halbduplex), hingegen das 4-Draht-System (4 Leitungen) kann gesendet und empfangen werden (Vollduplex). Die maximale Kabellänge beträgt bis zu 1.2 km und der RS485 hat eine Datenübertragungsrate von bis zu 1MBit/s. Da mehrere Sender auf einer gemeinsamen Leitung arbeiten, muss durch ein Protokoll sichergestellt werden, dass zu jedem Zeitpunkt maximal ein Datensender aktiv ist. Alle anderen Sender müssen sich zu dieser Zeit in hochohmigem Zustand befinden. Am letzten Slave muss ein Endwiderstand (120 Ohm) sein um eine Spiegelung zu vermeiden.

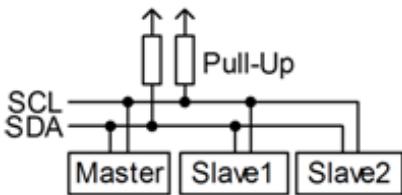


### 15.2.3. Systembus I2C

Inter-Integrated Circuit (I2C oder IIC)

Dieser Bus verbindet mehrere elektronische Komponenten auf kurzer Strecke (<1m). Dazu werden nur 2 Leitungen verwendet. Serial Clock (SCL), der dem Takt vom Master ausgibt und Serial Data (SDA), eine bidirektionale Leitung für Informationsaustausch. Die normale Geschwindigkeit beträgt 100kbps. SCL und SDA Pins der Bauteile sind open Collector, es benötigt deshalb 2 Pull-Up Widerstände. Der Bus hat einen Master-Slave Aufbau, wobei es einen Master und maximal 112 Slaves geben kann. Die Datenübertragung läuft in diesen Schritten ab:

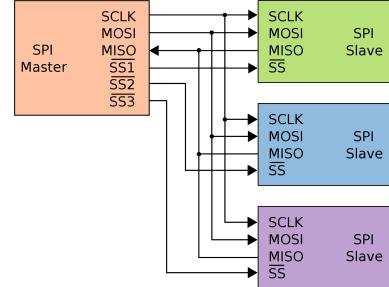
- Start Flanke
- 7Bit Slave Adresse + 1Bit Lesen/Schreiben
- Wenn Lesen, dann 8Bit Registeradresse des Slave, danach werden 1 Byte große Pakete vom Slave zum Master gesendet
- Wenn Schreiben, dann 8Bit Registeradresse des Slave, danach werden 1Byte große Pakete vom Master zum Slave gesendet
- Jedes übertragenes Paket wird mit 1Bit großen Acknowledgment quittiert
- Stopp Flanke



### 15.2.4. Systembus SPI

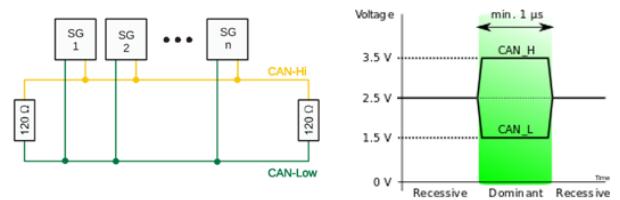
SPI (Serial Peripheral Interface) ist ein von Motorola entwickelter Standard für synchrone serielle Buskommunikation von Mikrokontrollern und kleinen Peripheriegeräten auf kurzen Strecken. Eines der größten Einsatzgebiete des SPI Bussystems ist die Kommunikation zwischen Mikrokontroller und SD-Karte. SPI Geräte kommunizieren in einer Master-Slave Beziehung. Die Kommunikation über vier Leitungen: Serial Clock (SCLK), Master out Slave in (MOSI), Master in Slave out (MISO) und Slave Select (SS). Der Master wählt mithilfe des SS den Slave aus. Beim ausgewählten Slave wird das SS auf LOW gesetzt. Während der Kommunikation synchronisiert der Master den Slave mithilfe der SCLK Leitung. Mit der MOSI Leitung sendet der Master Informationen an den Slave und mithilfe der MISO Leitung

sendet der Slave Informationen an den Master. Der Standard wird von vielen Chipherstellern unterstützt und bietet eine einfache und kostengünstige Kommunikation. Die Geschwindigkeit der Datenübertragung ist nicht eindeutig spezifiziert und abhängig von der Taktrate der kommunizierenden Komponenten. Theoretisch ist eine Kommunikation zwischen SPI Komponenten in jeder Bitrate möglich. Gewöhnlich werden Daten bei einer Bitrate von 10Mbps übertragen.



### 15.2.5. Feldbus CAN

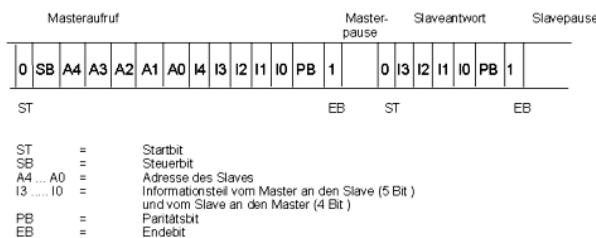
Der CAN-Bus (Controller Area Network) ist ein serieller Bussystem und gehört zu den Feldbussen. Entwickelt wurde der CAN-Bus 1983 von Bosch für die Vernetzung von Steuergeräten in Automobilen, um die Kabelbäume in Fahrzeugen zu reduzieren und dadurch Gewicht zu sparen. Der Aufbau des Can-Busses ist in Liniensstruktur mit jeweils einem 120Ω Widerstand zum Abschluss des Buses, wobei auch Stichleitungen oder Sternförmige Vernetzungen mit Einschränkungen möglich sind. Jeder Teilnehmer des Busses kann Sender sowie Empfänger sein. Der Buszugriff erfolgt durch die bitweise Arbitrierung. Bitweise Arbitrierung bedeutet, dass wenn eine Kollision auftritt, derjenige Teilnehmer senden darf der eine höhere Priorität hat. Hohe Priorität nennt man Dominant, geringe Priorität nennt man Rezessiv. Durch die Arbitrierung wird der CAN-Bus echtzeitfähig. Die Differenzsignale zur Datenübertragung über ein Datenframe werden normalerweise mit zwei oder drei Leitungen ausgeführt: CAN\_HIGH, CAN\_LOW und optional CAN\_GND (Masse). Die maximale Datenübertragungsrate eines Highspeed Can-Busses beträgt 1Mbit/s, bei Lowspeed beträgt diese 125kbit/s. Die Leitungslängen betragen bei: 1 Mbit/s 40 m, 500 kbit/s 100 m und bei 125 kbit/s 500 m, jedes Ende des Busses wird mit einem 120Ω abgeschlossen, um Signalreflexionen zu vermeiden.



### 15.2.6. Feldbus ASI

AS-Interface (Spec. 2.0) (Aktuator-Sensor-Interface) Das AS-Interface wird sehr häufig im Maschinenbau, Elektroindustrie oder in der Fertigungsautomation verwendet. Beim AS-Interface gibt es nur einen Master (Single Master)

welcher bis zu 31 Slaves besitzen kann. Der Master hat eine fixe Telegrammlänge von 14 Bits, der Slave antwortet in zyklischen Abständen (Polling) dem Master mit 7 Bit. Die Übertragungssicherheit ist hoch und effektiv. Fehler werden durch die Manchester-Codierung geprüft und gefiltert. Der Aufbau (Topologie) ist meist Linien- oder Baumförmig. Die Reichweite dieses Netzwerks beträgt 100 Meter, erweiterbar bis zu 300 Meter mit 2 Repeater. Die Verbindung erfolgt mit einem zweiadrigem nicht geschirmten Flachkabel. Die Übertragungsrate beträgt 167kBit/s, dabei benötigt ein gesamter Buszyklus mit 31 Slaves 10 ms, dadurch ist dieses Interface echtzeitfähig.



### 15.2.7. Feldbus Profibus DP

Mit Profibus-DP sind sehr flexibel Mono- oder Multi-Master-Systeme realisierbar. Es können maximal 126 Geräte (Master oder Slaves) an einem Bus hängen. Für die Übertragung von 512 Bit Eingangs- und 512 Bit Ausgangsdaten verteilt auf 32 Teilnehmer benötigt DP nur ca. 1 ms bei 12 Mbit/s. Gerätetypen:

- Profibus-DP Slave / max. 246 Byte Eingangs- und 246 Byte Ausgangsdaten
- DP-Master Klasse 1 / SPS oder PC, Master regelt den zyklischen Datenverkehr
- DP-Master Klasse 2 / dieser Master greift azyklisch auf den Bus zu

Bei Mono-Master-Systemen ist in der Betriebsphase des Bussystems nur ein Master am Bus aktiv. Mit dieser Systemkonfiguration wird die kürzeste Buszykluszeit und Echtzeitfähigkeit erreicht. Diese Buszykluszeit ist im Multimasterbetrieb wo sich mehrere Master im Bus befinden nicht möglich. Der Profibus-DP verwendet einen 9 Poligen D-Sub Stecker. Der Sicherheitsstandard entspricht der Norm IEC 61784-3 und der Schutzklasse IP 66. Profibus-DP wird in der Fertigungs- und Prozessindustrie eingesetzt und ist SPS sowie über dem PC mit einer PCI Karte kompatibel.

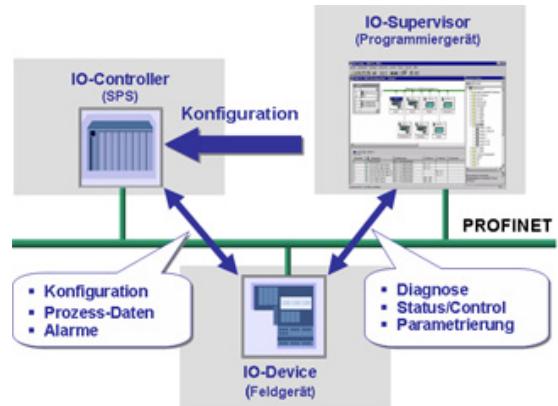


### 15.2.8. Feldbus Profinet

Process Field Network (offener Industrial Ethernet Standard)

Die dezentrale Multi-Master Busverwaltung findet ihre Anwendung in der Prozess- und Fertigungstechnik. Das Busystem ist bis zu 272 Mastern Echtzeit-Ethernet fähig

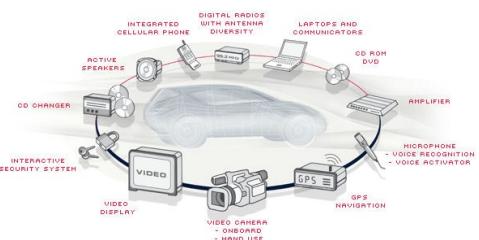
(IRT 1ms). Um dies zu erreichen, müssen Modifikationen der unteren OSI-Schichten vorgenommen werden. Die Telegrammlänge kann bis zu 1440 Bytes betragen, deren Übertragung von einem 32-Bit CRC Fehlererkennungsmechanismus geprüft wird (1, 2, 3, 4, 7 ISO/OSI Protokollschichten). Sowohl Stern- als auch Linien-Topologie realisierbar. Die maximale Anzahl der Teilnehmer wird vom IP-Adressraum bestimmt, die maximale Leitungslänge beträgt 2 km (100m ohne Repeater). Bei der Leitung handelt es sich um einen CAT5 (4 x 2 Twisted-Pair) Kabel. Seine physikalische Übertragungsrate beträgt 100 Mbit/s wobei eine Zykluszeit von 1ms möglich ist. Das Einbinden eines neuen Masters in das Netzwerk kostet 400-1400 Euro.



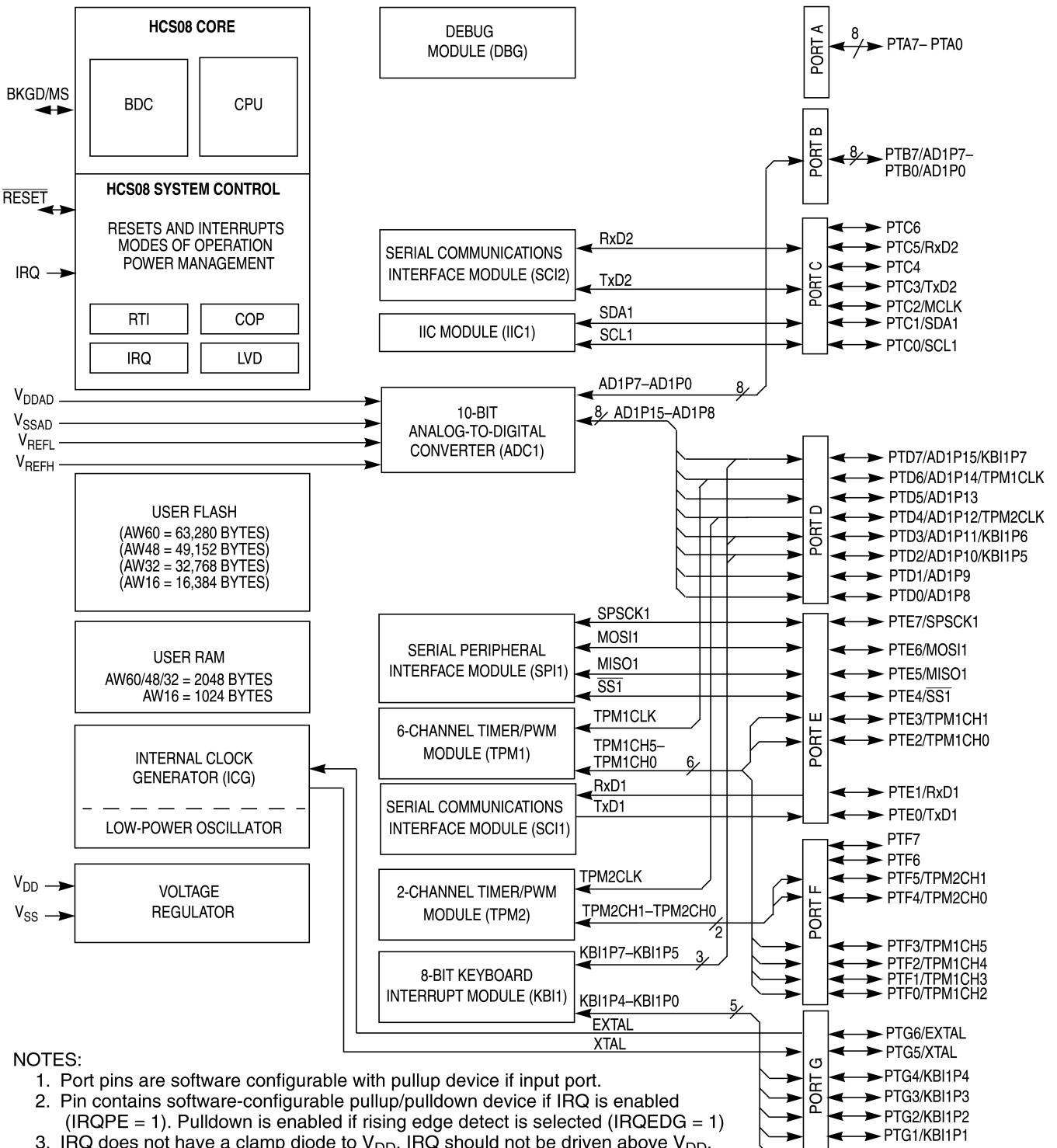
### 15.2.9. Feldbus MOST

MOST-Bus (Media oriented system transport-bus)  
Der MOST-Bus (Media Oriented System Transport) ist ein Feldbus, der in der Automotive-Technik für das Infotainment eingesetzt wird. Der ursprünglich für die Übertragung von Audio und für Kontrollsägen von CD-Playern und Radios konzipierte Most-Bus, kann wegen seiner großen Bandbreite auch für Video und Digital-TV eingesetzt werden. Für die Übertragung stehen drei standardisierte Datenübertragungsraten von 25 Mbit/s (MOST25), 50 Mbit/s (MOST50) und 150 Mbit/s (MOST150) zur Verfügung. So könnten sich beispielsweise mehrere Audio-, Rundfunk-, Video- und Kamerasignale die Bandbreiten teilen. Der Most-Bus benutzt für die Übertragung eine Polymerfaser (POF) und reduziert dadurch die frühere umfangreiche Verkabelung für die einzelnen Dienste und deren Kontrollsägen. Er kann in Ring- oder Sterntopologie mit bis zu 64 Stationen und einem Timing-Master aufgebaut werden. Die störungsfreie Datenübertragung erfolgt mit dem MOST-Übertragungsprotokoll.

Der Most-Bus deckt alle sieben Schichten ab, von der physikalischen Schicht bis hin zur Anwendungsschicht. Die "Low Level System Services", die "Basic Layer System Services" die Application-Sockets".



## 16. Automatisieren mit Mikrocontroller



### NOTES:

1. Port pins are software configurable with pullup device if input port.
2. Pin contains software-configurable pullup/pulldown device if IRQ is enabled (IRQPE = 1). Pulldown is enabled if rising edge detect is selected (IRQEDG = 1)
3. IRQ does not have a clamp diode to V<sub>DD</sub>. IRQ should not be driven above V<sub>DD</sub>.
4. Pin contains integrated pullup device.
5. Pins PTD7, PTD3, PTD2, and PTG4 contain both pullup and pulldown devices. Pulldown enabled when KBI is enabled (KBIPEn = 1) and rising edge is selected (KBEDGn = 1).

**Table 6-1. Instruction Set Summary**

Source Form	Operation	Description	Effect on CCR						Address Mode	Opcode	Operand	Cycles
			V	H	I	N	Z	C				
ADC #opr ADC opr ADC opr ADC opr,X ADC opr,X ADC ,X ADC opr,SP ADC opr,SP	Add with Carry	$A \leftarrow (A) + (M) + (C)$	↑	↑	-	↓	↑	↓	IMM DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	A9 B9 C9 D9 E9 F9 9EE9 9ED9	ii dd hh ll ee ff ff ff ee ff	2 3 4 4 3 2 4 5
ADD #opr ADD opr ADD opr ADD opr,X ADD opr,X ADD ,X ADD opr,SP ADD opr,SP	Add without Carry	$A \leftarrow (A) + (M)$	↑	↑	-	↑	↑	↑	IMM DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	AB BB CB DB EB FB 9EEB 9EDB	ii dd hh ll ee ff ff ff ee ff	2 3 4 4 3 2 4 5
AIS #opr	Add Immediate Value (Signed) to SP	$SP \leftarrow (SP) + (16 \ll M)$	-	-	-	-	-	-	IMM	A7	ii	2
AIX #opr	Add Immediate Value (Signed) to H:X	$H:X \leftarrow (H:X) + (16 \ll M)$	-	-	-	-	-	-	IMM	AF	ii	2
AND #opr AND opr AND opr AND opr,X AND opr,X AND ,X AND opr,SP AND opr,SP	Logical AND	$A \leftarrow (A) \& (M)$	0	-	-	↑	↑	-	IMM DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	A4 B4 C4 D4 E4 F4 9EE4 9ED4	ii dd hh ll ee ff ff ff ee ff	2 3 4 4 3 2 4 5
ASL opr ASLA ASLX ASL opr,X ASL ,X ASL opr,SP	Arithmetic Shift Left (Same as LSL)		↑	-	-	↑	↑	↑	DIR INH INH IX1 IX SP1	38 48 58 68 78 9E68	dd ff ff ff ff ff	4 1 1 4 3 5
ASR opr ASRA ASRX ASR opr,X ASR opr,X ASR opr,SP	Arithmetic Shift Right		↑	-	-	↑	↑	↑	DIR INH INH IX1 IX SP1	37 47 57 67 77 9E67	dd ff ff ff ff ff	4 1 1 4 3 5
BCC rel	Branch if Carry Bit Clear	$PC \leftarrow (PC) + 2 + \text{rel} ? (C) = 0$	-	-	-	-	-	-	REL	24	rr	3
BCLR n, opr	Clear Bit n in M	$M_n \leftarrow 0$	-	-	-	-	-	-	DIR (b0) DIR (b1) DIR (b2) DIR (b3) DIR (b4) DIR (b5) DIR (b6) DIR (b7)	11 13 15 17 19 1B 1D 1F	dd dd dd dd dd dd dd dd	4 4 4 4 4 4 4 4

**Table 6-1. Instruction Set Summary**

Source Form	Operation	Description	Effect on CCR						Address Mode	Opcode	Operand	Cycles
			V	H	I	N	Z	C				
BCS <i>rel</i>	Branch if Carry Bit Set (Same as BLO)	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (C) = 1$	—	—	—	—	—	—	REL	25	rr	3
BEQ <i>rel</i>	Branch if Equal	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (Z) = 1$	—	—	—	—	—	—	REL	27	rr	3
BGE <i>opr</i>	Branch if Greater Than or Equal To (Signed Operands)	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (N \oplus V) = 0$	—	—	—	—	—	—	REL	90	rr	3
BGT <i>opr</i>	Branch if Greater Than (Signed Operands)	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (Z)   (N \oplus V) = 0$	—	—	—	—	—	—	REL	92	rr	3
BHCC <i>rel</i>	Branch if Half Carry Bit Clear	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (H) = 0$	—	—	—	—	—	—	REL	28	rr	3
BHCS <i>rel</i>	Branch if Half Carry Bit Set	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (H) = 1$	—	—	—	—	—	—	REL	29	rr	3
BHI <i>rel</i>	Branch if Higher	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (C)   (Z) = 0$	—	—	—	—	—	—	REL	22	rr	3
BHS <i>rel</i>	Branch if Higher or Same (Same as BCC)	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (C) = 0$	—	—	—	—	—	—	REL	24	rr	3
BIH <i>rel</i>	Branch if $\overline{IRQ}$ Pin High	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? \overline{IRQ} = 1$	—	—	—	—	—	—	REL	2F	rr	3
BIL <i>rel</i>	Branch if $\overline{IRQ}$ Pin Low	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? \overline{IRQ} = 0$	—	—	—	—	—	—	REL	2E	rr	3
BIT #opr BIT opr BIT opr BIT opr,X BIT opr,X BIT ,X BIT opr,SP BIT opr,SP	Bit Test	(A) & (M)	0	—	—	↑	↑	—	IMM DIR EXT IX2 IX1 E5 F5 SP1 SP2	A5 B5 C5 hh ll D5 ee ff ff 9EE5 9ED5	ii dd hh ee ff ff ff ee ff	2 3 4 4 3 2 4 5
BLE <i>opr</i>	Branch if Less Than or Equal To (Signed Operands)	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (Z)   (N \oplus V) = 1$	—	—	—	—	—	—	REL	93	rr	3
BLO <i>rel</i>	Branch if Lower (Same as BCS)	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (C) = 1$	—	—	—	—	—	—	REL	25	rr	3
BLS <i>rel</i>	Branch if Lower or Same	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (C)   (Z) = 1$	—	—	—	—	—	—	REL	23	rr	3
BLT <i>opr</i>	Branch if Less Than (Signed Operands)	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (N \oplus V) = 1$	—	—	—	—	—	—	REL	91	rr	3
BMC <i>rel</i>	Branch if Interrupt Mask Clear	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (I) = 0$	—	—	—	—	—	—	REL	2C	rr	3
BMI <i>rel</i>	Branch if Minus	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (N) = 1$	—	—	—	—	—	—	REL	2B	rr	3
BMS <i>rel</i>	Branch if Interrupt Mask Set	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (I) = 1$	—	—	—	—	—	—	REL	2D	rr	3
BNE <i>rel</i>	Branch if Not Equal	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (Z) = 0$	—	—	—	—	—	—	REL	26	rr	3
BPL <i>rel</i>	Branch if Plus	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (N) = 0$	—	—	—	—	—	—	REL	2A	rr	3
BRA <i>rel</i>	Branch Always	$PC \leftarrow (PC) + 2 + rel$	—	—	—	—	—	—	REL	20	rr	3

**Table 6-1. Instruction Set Summary**

Source Form	Operation	Description	Effect on CCR						Address Mode	Opcode	Operand	Cycles
			V	H	I	N	Z	C				
BRCLR <i>n,opr,rel</i>	Branch if Bit <i>n</i> in M Clear	$PC \leftarrow (PC) + 3 + rel ? (Mn) = 0$	—	—	—	—	—	—	DIR (b0) DIR (b1) DIR (b2) DIR (b3) DIR (b4) DIR (b5) DIR (b6) DIR (b7)	01 03 05 07 09 0B 0D 0F	dd rr dd rr dd rr dd rr dd rr dd rr dd rr dd rr	5 5 5 5 5 5 5 5
BRN <i>rel</i>	Branch Never	$PC \leftarrow (PC) + 2$	—	—	—	—	—	—	REL	21	rr	3
BRSET <i>n,opr,rel</i>	Branch if Bit <i>n</i> in M Set	$PC \leftarrow (PC) + 3 + rel ? (Mn) = 1$	—	—	—	—	—	—	DIR (b0) DIR (b1) DIR (b2) DIR (b3) DIR (b4) DIR (b5) DIR (b6) DIR (b7)	00 02 04 06 08 0A 0C 0E	dd rr dd rr dd rr dd rr dd rr dd rr dd rr dd rr	5 5 5 5 5 5 5 5
BSET <i>n,opr</i>	Set Bit <i>n</i> in M	$Mn \leftarrow 1$	—	—	—	—	—	—	DIR (b0) DIR (b1) DIR (b2) DIR (b3) DIR (b4) DIR (b5) DIR (b6) DIR (b7)	10 12 14 16 18 1A 1C 1E	dd dd dd dd dd dd dd dd	4 4 4 4 4 4 4 4
BSR <i>rel</i>	Branch to Subroutine	$PC \leftarrow (PC) + 2; push (PCL)$ $SP \leftarrow (SP) - 1; push (PCH)$ $SP \leftarrow (SP) - 1$ $PC \leftarrow (PC) + rel$	—	—	—	—	—	—	REL	AD	rr	4
CBEQ <i>opr,rel</i> CBEQA # <i>opr,rel</i> CBEQX # <i>opr,rel</i> CBEQ <i>opr,X+,rel</i> CBEQ <i>X+,rel</i> CBEQ <i>opr,SP,rel</i>	Compare and Branch if Equal	$PC \leftarrow (PC) + 3 + rel ? (A) - (M) = \$00$ $PC \leftarrow (PC) + 3 + rel ? (A) - (M) = \$00$ $PC \leftarrow (PC) + 3 + rel ? (X) - (M) = \$00$ $PC \leftarrow (PC) + 3 + rel ? (A) - (M) = \$00$ $PC \leftarrow (PC) + 2 + rel ? (A) - (M) = \$00$ $PC \leftarrow (PC) + 4 + rel ? (A) - (M) = \$00$	—	—	—	—	—	—	DIR IMM IMM IX1+ IX+ SP1	31 41 51 61 71 9E61	dd rr ii rr ii rr ff rr rr ff rr	5 4 4 5 4 6
CLC	Clear Carry Bit	$C \leftarrow 0$	—	—	—	—	—	0	INH	98		1
CLI	Clear Interrupt Mask	$I \leftarrow 0$	—	—	0	—	—	—	INH	9A		2
CLR <i>opr</i> CLRA CLRX CLRH CLR <i>opr,X</i> CLR <i>,X</i> CLR <i>opr,SP</i>	Clear	$M \leftarrow \$00$ $A \leftarrow \$00$ $X \leftarrow \$00$ $H \leftarrow \$00$ $M \leftarrow \$00$ $M \leftarrow \$00$ $M \leftarrow \$00$	0	—	—	0	1	—	DIR INH INH INH IX1 IX SP1	3F 4F 5F 8C 6F 7F 9E6F	dd ff ff ff ff ff ff	3 1 1 1 3 2 4

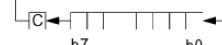
**Table 6-1. Instruction Set Summary**

Source Form	Operation	Description	Effect on CCR						Address Mode	Opcode	Operand	Cycles
			V	H	I	N	Z	C				
CMP #opr CMP opr CMP opr CMP opr,X CMP opr,X CMP ,X CMP opr,SP CMP opr,SP	Compare A with M	(A) – (M)	↑	–	–	↓	↑	↑	IMM DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	A1 B1 C1 D1 E1 F1 9EE1 9ED1	ii dd hh ll ee ff ff ff ee ff	2 3 4 4 3 2 4 5
COM opr COMA COMX COM opr,X COM ,X COM opr,SP	Complement (One's Complement)	M ← (M̄) = \$FF – (M) A ← (Ā) = \$FF – (M) X ← (X̄) = \$FF – (M) M ← (M̄) = \$FF – (M) M ← (M̄) = \$FF – (M) M ← (M̄) = \$FF – (M)	0	–	–	↑	↑	1	DIR INH INH INH IX1 IX SP1	33 43 53 63 73 9E63	dd dd ff ff ff ff ee ff	4 1 1 4 3 5
CPHX #opr CPHX opr	Compare H:X with M	(H:X) – (M:M + 1)	↑	–	–	↑	↑	↑	IMM DIR	65 75	ii ii+1 dd	3 4
CPX #opr CPX opr CPX opr CPX ,X CPX opr,X CPX opr,X CPX opr,SP CPX opr,SP	Compare X with M	(X) – (M)	↑	–	–	↑	↑	↑	IMM DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	A3 B3 C3 D3 E3 F3 9EE3 9ED3	ii dd hh ll ee ff ff ff ee ff	2 3 4 4 3 2 4 5
DAA	Decimal Adjust A	(A) <sub>10</sub>	U	–	–	↑	↑	↑	INH	72		2
DBNZ opr,rel DBNZA rel DBNZX rel DBNZ opr,X,rel DBNZ X,rel DBNZ opr,SP,rel	Decrement and Branch if Not Zero	A ← (A) – 1 or M ← (M) – 1 or X ← (X) – 1 PC ← (PC) + 3 + rel ? (result) ≠ 0 PC ← (PC) + 2 + rel ? (result) ≠ 0 PC ← (PC) + 2 + rel ? (result) ≠ 0 PC ← (PC) + 3 + rel ? (result) ≠ 0 PC ← (PC) + 2 + rel ? (result) ≠ 0 PC ← (PC) + 4 + rel ? (result) ≠ 0	–	–	–	–	–	–	DIR INH INH IX1 IX SP1	3B 4B 5B 6B 7B 9E6B	dd rr rr rr ff rr rr ff rr	5 3 3 5 4 6
DEC opr DECA DECX DEC opr,X DEC ,X DEC opr,SP	Decrement	M ← (M) – 1 A ← (A) – 1 X ← (X) – 1 M ← (M) – 1 M ← (M) – 1 M ← (M) – 1	↑	–	–	↑	↑	–	DIR INH INH IX1 IX SP1	3A 4A 5A 6A 7A 9E6A	dd dd ff ff ff ff	4 1 1 4 3 5
DIV	Divide	A ← (H:A)/(X) H ← Remainder	–	–	–	–	↑	↑	INH	52		7

**Table 6-1. Instruction Set Summary**

Source Form	Operation	Description	Effect on CCR						Address Mode	Opcode	Operand	Cycles
			V	H	I	N	Z	C				
EOR #opr EOR opr EOR opr EOR opr,X EOR opr,X EOR ,X EOR opr,SP EOR opr,SP	Exclusive OR M with A	$A \leftarrow (A \oplus M)$	0	-	-	↑	↑	-	IMM DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	A8 B8 C8 D8 E8 F8 9EE8 9ED8	ii dd hh ll ee ff ff ff ee ff	2 3 4 4 3 2 4 5
INC opr INCA INCX INC opr,X INC ,X INC opr,SP	Increment	$M \leftarrow (M) + 1$ $A \leftarrow (A) + 1$ $X \leftarrow (X) + 1$ $M \leftarrow (M) + 1$ $M \leftarrow (M) + 1$ $M \leftarrow (M) + 1$	↑	-	-	↑	↑	-	DIR INH INH IX1 IX SP1	3C 4C 5C 6C 7C 9E6C	dd hh ll hh ll ff ff	4 1 1 4 3 5
JMP opr JMP opr JMP opr,X JMP opr,X JMP ,X	Jump	$PC \leftarrow \text{Jump Address}$	-	-	-	-	-	-	DIR EXT IX2 IX1 IX	BC CC DC EC FC	dd hh ll ee ff ff	2 3 4 3 2
JSR opr JSR opr JSR opr,X JSR opr,X JSR ,X	Jump to Subroutine	$PC \leftarrow (PC) + n$ ( $n = 1, 2, \text{ or } 3$ ) Push (PCL); SP $\leftarrow (SP) - 1$ Push (PCH); SP $\leftarrow (SP) - 1$ PC $\leftarrow$ Unconditional Address	-	-	-	-	-	-	DIR EXT IX2 IX1 IX	BD CD DD ED FD	dd hh ll ee ff ff	4 5 6 5 4
LDA #opr LDA opr LDA opr LDA opr,X LDA opr,X LDA ,X LDA opr,SP LDA opr,SP	Load A from M	$A \leftarrow (M)$	0	-	-	↑	↑	-	IMM DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	A6 B6 C6 D6 E6 F6 9EE6 9ED6	ii dd hh ll ee ff ff ff ee ff	2 3 4 4 3 2 4 5
LDHX #opr LDHX opr	Load H:X from M	$H:X \leftarrow (M:M + 1)$	0	-	-	↑	↑	-	IMM DIR	45 55	ii jj dd	3 4
LDX #opr LDX opr LDX opr LDX opr,X LDX opr,X LDX ,X LDX opr,SP LDX opr,SP	Load X from M	$X \leftarrow (M)$	0	-	-	↑	↑	-	IMM DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	AE BE CE DE EE FE 9EEE 9EDE	ii dd hh ll ee ff ff ff ee ff	2 3 4 4 3 2 4 5
LSL opr LSLA LSLX LSL opr,X LSL ,X LSL opr,SP	Logical Shift Left (Same as ASL)		↑	-	-	↑	↑	↑	DIR INH INH IX1 IX SP1	38 48 58 68 78 9E68	dd hh ll hh ll ff ff	4 1 1 4 3 5

**Table 6-1. Instruction Set Summary**

Source Form	Operation	Description	Effect on CCR						Address Mode	Opcode	Operand	Cycles
			V	H	I	N	Z	C				
LSR opr LSRA LSRX LSR opr,X LSR ,X LSR opr,SP	Logical Shift Right		↑	-	-	0	↑	↑	DIR INH INH IX1 IX SP1	34 44 54 64 74 9E64	dd ff ff	4 1 1 4 3 5
MOV opr,opr MOV opr,X+ MOV #opr,opr MOV X+,opr	Move	(M) <sub>Destination</sub> ← (M) <sub>Source</sub> H:X ← (H:X) + 1 (IX+D, DIX+)	0	-	-	↑	↑	-	DD DIX+ IMD IX+D	4E 5E 6E 7E	dd dd dd ii dd dd	5 4 4 4
MUL	Unsigned multiply	X:A ← (X) × (A)	-	0	-	-	-	0	INH	42		5
NEG opr NEGA NEGX NEG opr,X NEG ,X NEG opr,SP	Negate (Two's Complement)	M ← -(M) = \$00 - (M) A ← -(A) = \$00 - (A) X ← -(X) = \$00 - (X) M ← -(M) = \$00 - (M) M ← -(M) = \$00 - (M)	↑	-	-	↑	↑	↑	DIR INH INH IX1 IX SP1	30 40 50 60 70 9E60	dd ff ff ff	4 1 1 4 3 5
NOP	No Operation	None	-	-	-	-	-	-	INH	9D		1
NSA	Nibble Swap A	A ← (A[3:0]:A[7:4])	-	-	-	-	-	-	INH	62		3
ORA #opr ORA opr ORA opr ORA opr,X ORA opr,X ORA ,X ORA opr,SP ORA opr,SP	Inclusive OR A and M	A ← (A)   (M)	0	-	-	↑	↑	-	IMM DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	AA BA CA hh ll DA EA FA 9EEA 9EDA	ii dd hh ll ee ff ff 3 2 4 5	2 3 4 4 3 2 4 5
PSHA	Push A onto Stack	Push (A); SP ← (SP) - 1	-	-	-	-	-	-	INH	87		2
PSHH	Push H onto Stack	Push (H); SP ← (SP) - 1	-	-	-	-	-	-	INH	8B		2
PSHX	Push X onto Stack	Push (X); SP ← (SP) - 1	-	-	-	-	-	-	INH	89		2
PULA	Pull A from Stack	SP ← (SP + 1); Pull (A)	-	-	-	-	-	-	INH	86		2
PULH	Pull H from Stack	SP ← (SP + 1); Pull (H)	-	-	-	-	-	-	INH	8A		2
PULX	Pull X from Stack	SP ← (SP + 1); Pull (X)	-	-	-	-	-	-	INH	88		2
ROL opr ROLA ROLX ROL opr,X ROL ,X ROL opr,SP	Rotate Left through Carry		↓	-	-	↑	↑	↑	DIR INH INH IX1 IX SP1	39 49 59 69 79 9E69	dd ff ff ff	4 1 1 4 3 5

**Table 6-1. Instruction Set Summary**

Source Form	Operation	Description	Effect on CCR						Address Mode	Opcode	Operand	Cycles
			V	H	I	N	Z	C				
ROR opr RORA RORX ROR opr,X ROR ,X ROR opr,SP	Rotate Right through Carry		↑	-	-	↑	↑	↑	DIR INH INH IX1 IX SP1	36 46 56 66 76 9E66	dd ff ff	4 1 1 4 3 5
RSP	Reset Stack Pointer	$SP \leftarrow \$FF$	-	-	-	-	-	-	INH	9C		1
RTI	Return from Interrupt	$SP \leftarrow (SP) + 1$ ; Pull (CCR) $SP \leftarrow (SP) + 1$ ; Pull (A) $SP \leftarrow (SP) + 1$ ; Pull (X) $SP \leftarrow (SP) + 1$ ; Pull (PCH) $SP \leftarrow (SP) + 1$ ; Pull (PCL)	↑	↑	↑	↑	↑	↑	INH	80		7
RTS	Return from Subroutine	$SP \leftarrow SP + 1$ ; Pull (PCH) $SP \leftarrow SP + 1$ ; Pull (PCL)	-	-	-	-	-	-	INH	81		4
SBC #opr SBC opr SBC opr SBC opr,X SBC opr,X SBC ,X SBC opr,SP SBC opr,SP	Subtract with Carry	$A \leftarrow (A) - (M) - (C)$	↑	-	-	↑	↑	↑	IMM DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	A2 B2 C2 D2 E2 F2 9EE2 9ED2	ii dd hh ll ee ff ff ee ff	2 3 4 4 3 2 4 5
SEC	Set Carry Bit	$C \leftarrow 1$	-	-	-	-	-	1	INH	99		1
SEI	Set Interrupt Mask	$I \leftarrow 1$	-	-	1	-	-	-	INH	9B		2
STA opr STA opr STA opr,X STA opr,X STA ,X STA opr,SP STA opr,SP	Store A in M	$M \leftarrow (A)$	0	-	-	↑	↑	-	DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	B7 C7 D7 E7 F7 9EE7 9ED7	dd hh ll ee ff ff ff ee ff	3 4 4 3 2 4 5
STHX opr	Store H:X in M	$(M:M+1) \leftarrow (H:X)$	0	-	-	↑	↑	-	DIR	35	dd	4
STOP	Enable $\overline{IRQ}$ Pin; Stop Oscillator	$I \leftarrow 0$ ; Stop Oscillator	-	-	0	-	-	-	INH	8E		1
STX opr STX opr STX opr,X STX opr,X STX ,X STX opr,SP STX opr,SP	Store X in M	$M \leftarrow (X)$	0	-	-	↑	↑	-	DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	BF CF DF EF FF 9EEF 9EDF	dd hh ll ee ff ff ff ee ff	3 4 4 3 2 4 5

**Table 6-1. Instruction Set Summary**

Source Form	Operation	Description	Effect on CCR						Address Mode	Opcode	Operand	Cycles
			V	H	I	N	Z	C				
SUB #opr SUB opr SUB opr SUB opr,X SUB opr,X SUB ,X SUB opr,SP SUB opr,SP	Subtract	A $\leftarrow$ (A) - (M)	$\uparrow$	-	-	$\uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	IMM DIR EXT IX2 IX1 IX SP1 SP2	A0 B0 C0 D0 E0 F0 9EE0 9ED0	ii dd hh ll ee ff ff ff ee ff	2 3 4 4 3 2 4 5
SWI	Software Interrupt	PC $\leftarrow$ (PC) + 1; Push (PCL) SP $\leftarrow$ (SP) - 1; Push (PCH) SP $\leftarrow$ (SP) - 1; Push (X) SP $\leftarrow$ (SP) - 1; Push (A) SP $\leftarrow$ (SP) - 1; Push (CCR) SP $\leftarrow$ (SP) - 1; I $\leftarrow$ 1 PCH $\leftarrow$ Interrupt Vector High Byte PCL $\leftarrow$ Interrupt Vector Low Byte	-	-	1	-	-	-	INH	83		9
TAP	Transfer A to CCR	CCR $\leftarrow$ (A)	$\uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	INH	84		2
TAX	Transfer A to X	X $\leftarrow$ (A)	-	-	-	-	-	-	INH	97		1
TPA	Transfer CCR to A	A $\leftarrow$ (CCR)	-	-	-	-	-	-	INH	85		1
TST opr TSTA TSTX TST opr,X TST ,X TST opr,SP	Test for Negative or Zero	(A) - \$00 or (X) - \$00 or (M) - \$00	0	-	-	$\uparrow$	$\uparrow$	-	DIR INH INH IX1 6D 7D SP1 9E6D	3D 4D 5D ff ff ff ff	dd 1 1 3 2 4	3 1 1 3 2 4
TSX	Transfer SP to H:X	H:X $\leftarrow$ (SP) + 1	-	-	-	-	-	-	INH	95		2
TXA	Transfer X to A	A $\leftarrow$ (X)	-	-	-	-	-	-	INH	9F		1
TXS	Transfer H:X to SP	(SP) $\leftarrow$ (H:X) - 1	-	-	-	-	-	-	INH	94		2

**Table 6-1. Instruction Set Summary**

Source Form	Operation	Description	Effect on CCR						Address Mode	Opcode	Operand	Cycles	
			V	H	I	N	Z	C					
A	Accumulator		n										
C	Carry/borrow bit			opr									
CCR	Condition code register			PC									
dd	Direct address of operand			PCH									
dd rr	Direct address of operand and relative offset of branch instruction			PCL									
DD	Direct to direct addressing mode			REL									
DIR	Direct addressing mode			rel									
DIX+	Direct to indexed with post increment addressing mode			rr									
ee ff	High and low bytes of offset in indexed, 16-bit offset addressing			SP1									
EXT	Extended addressing mode			SP2									
ff	Offset byte in indexed, 8-bit offset addressing			SP									
H	Half-carry bit			U									
H	Index register high byte			V									
hh II	High and low bytes of operand address in extended addressing			X									
I	Interrupt mask			Z									
ii	Immediate operand byte			&									
IMD	Immediate source to direct destination addressing mode												
IMM	Immediate addressing mode			⊕									
INH	Inherent addressing mode			( )									
IX	Indexed, no offset addressing mode			- ( )									
IX+	Indexed, no offset, post increment addressing mode			#									
IX+D	Indexed with post increment to direct addressing mode			«									
IX1	Indexed, 8-bit offset addressing mode			←									
IX1+	Indexed, 8-bit offset, post increment addressing mode			?									
IX2	Indexed, 16-bit offset addressing mode			:									
M	Memory location			↑									
N	Negative bit			—									

# A. Regelkreisglieder

Fachhochschule OOW Fachbereich Ingenieurwissenschaften		Tabelle der wichtigsten Regelkreisglieder Teil 1						
	Differentialgleichung	Sprungantwort	Frequenzgang $F$	Amplitudengang $ F  =$	Phasengang $\varphi = [\text{rad}]$	Ortskurve	Bode-Diagramm	Bem.
P	$X_a = V \cdot X_e$		V	V	0			
PT <sub>1</sub>	$T_1 \cdot \dot{X}_a + X_a = V \cdot X_e$		$\frac{V}{1+T_1 \cdot p}$	$\frac{V}{\sqrt{1+T_1^2 \omega^2}}$	$-\arctan T_1 \cdot \omega$			
PT <sub>2</sub>	$T_2^2 \cdot \ddot{X}_a + T_1 \cdot \dot{X}_a + X_a = V \cdot X_e$ $D = 1$		$\frac{V}{1+T_1 \cdot p + T_2^2 \cdot p^2}$	$\frac{V}{\sqrt{(1-T_2^2 \omega^2)^2 + T_1^2 \omega^2}}$	$-\arctan \frac{T_1 \cdot \omega}{1-T_1^2 \cdot \omega^2}$			$D = \frac{T_1}{2 \cdot T_2}$
D	$X_a = K_D \cdot \dot{X}_e$		$K_D \cdot p$	$K_D \cdot \omega$	$\frac{\pi}{2}$			
DT <sub>1</sub>	$T_1 \cdot \dot{X}_a + X_a = K_D \cdot \dot{X}_e$		$\frac{K_D \cdot p}{1+T_1 \cdot p}$	$\frac{K_D \cdot \omega}{\sqrt{1+T_1^2 \omega^2}}$	$\frac{\pi}{2} - \arctan T_1 \cdot \omega$			
I	$X_a = K_I \cdot \int X_e dt$		$\frac{K_I}{p}$	$\frac{K_I}{\omega}$	$-\frac{\pi}{2}$			
IT <sub>1</sub>	$T_1 \cdot \dot{X}_a + X_a = K_I \cdot \int X_e dt$		$\frac{K_I}{p(1+T_1 \cdot p)}$	$\frac{K_I}{\omega \cdot \sqrt{1+T_1^2 \omega^2}}$	$-\frac{\pi}{2} - \arctan T_1 \cdot \omega$			

Tabelle der wichtigsten Regelkreisglieder Teil 2

	Differentialgleichung	Sprungantwort	Frequenzgang $F =$	Amplitudengang $ F  =$	Phasengang $\varphi [\text{rad}]$	Ortskurve	Bode-Diagramm	Bem:
Labor für Regelungs- und Steuerungstechnik Dipl. Ing. Dieter Stuckert								
PD	$X_a = K_p \cdot X_e + K_D \cdot \dot{X}_e$ $X_a = V \cdot (X_e + T_v \cdot \dot{X}_e)$		$V \cdot (1 + T_v \cdot p)$	$V \cdot \sqrt{1 + T_v^2 \omega^2}$	$\arctan T_v \cdot \omega$			$T_v = \frac{K_D}{K_p}$
PDT <sub>1</sub>	$T_1 \dot{X}_a + X_a = K_p X_e + K_D \dot{X}_e$ $T_1 \dot{X}_a + X_a = V(X_e + T_v \cdot \dot{X}_e)$		$\frac{V \cdot (1 + T_v \cdot p)}{1 + T_1 \cdot p}$	$\frac{V \cdot \sqrt{1 + T_v^2 \omega^2}}{\sqrt{1 + T_1^2 \omega^2}}$	$\arctan T_v \omega - \arctan T_1 \omega$			$T_n = \frac{K_p}{K_1}$
PI	$X_a = K_p X_e + K_1 \int X_e dt$ $X_a = V \left( X_e + \frac{1}{T_n} \int X_e dt \right)$		$V \cdot \left( 1 + \frac{1}{T_n \cdot p} \right)$	$V \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{T_n^2 \cdot \omega^2}}$	$-\arctan \frac{1}{T_n \cdot \omega}$			$T_n = \frac{K_p}{K_1}$
PIT <sub>1</sub>	$T_1 \dot{X}_a + X_a = K_p X_e + K_1 \int X_e dt$ $T_1 \dot{X}_a + X_a = V \left( X_e + \frac{1}{T_n} \int X_e dt \right)$		$V \cdot \left( 1 + \frac{1}{T_n \cdot p} \right)$	$\frac{V \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{T_n^2 \cdot \omega^2}}}{\sqrt{1 + T_1^2 \cdot \omega^2}}$	$-\arctan \frac{1}{T_n \omega} - \arctan T_1 \omega$			$T_n = \frac{K_p}{K_1}$
PID	$X_a = K_p X_e + K_D \dot{X}_e + K_1 \int X_e dt$ $X_a = V \left( X_e + T_v \dot{X}_e \frac{1}{T_n} \int X_e dt \right)$		$V \left( 1 + T_v p + \frac{1}{T_n p} \right)$	$V \sqrt{1 + \left( T_v \omega - \frac{1}{T_n \omega} \right)^2}$	$\arctan \left( T_v \omega - \frac{1}{T_n \omega} \right)$			$T_n = \frac{K_p}{K_1}$
PID <sub>1</sub>	$T_1 \dot{X}_a + X_a = K_p X_e + K_D \dot{X}_e + K_1 \int X_e dt$ $T_1 \dot{X}_a + X_a = V \left( X_e + T_v \frac{1}{T_n} \int X_e dt \right)$		$V \left( 1 + T_v p + \frac{1}{T_n p} \right)$	$\frac{V \sqrt{1 + \left( T_v \omega - \frac{1}{T_n \omega} \right)^2}}{1 + T_1 \cdot p}$	$\arctan \left( T_v \omega - \frac{1}{T_n \omega} \right) - \arctan T_1 \omega$			$T_n = \frac{K_p}{K_1}$
Tot	$X_{a(t)} = X_{e(t-T_1)}$		$e^{-p \cdot T_1}$	1	$-T_1 \cdot \omega$			$-57,3^\circ$

**Laplace-Korrespondenzen:**

Nr.	$F(s)$	$f(t), t \geq 0$
1	1	$\delta(t)$
2	$\frac{1}{s}$	$1 = \varepsilon(t) = \sigma(t)$
3	$\frac{n!}{s^{n+1}}$	$t^n$
4	$\frac{1}{s+a}$	$e^{-at}$
5	$\frac{1}{(s+a)^n}$	$\frac{t^{n-1}}{(n-1)!} e^{-at}$
6	$\frac{a}{s(s+a)}$	$1 - e^{-at}$
7	$\frac{1}{(s+a)(s+b)}$	$\frac{1}{b-a}(e^{-at} - e^{-bt})$
8	$\frac{s+c}{(s+a)(s+b)}$	$\frac{1}{b-a}((c-a)e^{-at} - (c-b)e^{-bt})$
9	$\frac{ab}{s(s+a)(s+b)}$	$1 - \frac{1}{b-a}(be^{-at} - ae^{-bt})$
10	$\frac{1}{(s+a)(s+b)(s+c)}$	$\frac{e^{-at}}{(b-a)(c-a)} + \frac{e^{-bt}}{(a-b)(c-b)} + \frac{e^{-ct}}{(a-c)(b-c)}$
11	$\frac{s+d}{(s+a)(s+b)(s+c)}$	$\frac{(d-a)e^{-at}}{(b-a)(c-a)} + \frac{(d-b)e^{-bt}}{(a-b)(c-b)} + \frac{(d-c)e^{-ct}}{(a-c)(b-c)}$
12	$\frac{ab(s+c)}{s(s+a)(s+b)}$	$c - \frac{b(c-a)}{b-a}e^{-at} + \frac{a(c-b)}{b-a}e^{-bt}$
13	$\frac{a}{s^2(s+a)}$	$\frac{1}{a}(e^{-at} + at - 1)$
14	$\frac{a^2}{s(s+a)^2}$	$1 - e^{-at}(1 + at)$
15	$\frac{\omega}{s^2+\omega^2}$	$\sin(\omega t)$
16	$\frac{s}{s^2+\omega^2}$	$\cos(\omega t)$
17	$\frac{s+a}{s^2+\omega^2}$	$\frac{\sqrt{a^2+\omega^2}}{\omega} \sin(\omega t + \varphi) \text{ mit } \varphi = \arctan\left(\frac{\omega}{a}\right)$
18	$\frac{\omega}{(s+a)^2+\omega^2}$	$e^{-at} \sin(\omega t)$
19	$\frac{s+a}{(s+a)^2+\omega^2}$	$e^{-at} \cos(\omega t)$
20	$\frac{s+b}{(s+a)^2+\omega^2}$	$\frac{1}{\omega} \sqrt{(b-a)^2 + \omega^2} \cdot e^{-at} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \text{ mit } \varphi = \arctan\left(\frac{\omega}{b-a}\right)$
21	$\frac{1}{s((s+a)^2+\omega^2)}$	$\frac{1}{a^2+\omega^2} - \frac{1}{\omega\sqrt{a^2+\omega^2}} \cdot e^{-at} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \text{ mit } \varphi = \arctan\left(\frac{\omega}{-a}\right)$
22	$\frac{s+b}{s((s+a)^2+\omega^2)}$	$\frac{b}{a^2+\omega^2} + \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{(b-a)^2-\omega^2}{a^2+\omega^2}} \cdot e^{-at} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \text{ mit } \varphi = \arctan\left(\frac{\omega}{b-a}\right) + \arctan\left(\frac{\omega}{a}\right)$
23	$\frac{1}{(s+c)((s+a)^2+\omega^2)}$	$\frac{e^{-ct}}{\omega(c-a)^2+\omega^2} + \frac{e^{-at} \cdot \sin(\omega t + \varphi)}{\omega\sqrt{(c-a)^2+\omega^2}} \text{ mit } \varphi = \arctan\left(\frac{\omega}{c-a}\right)$
24	$\frac{\omega_0^2}{s^2+2D\omega_0 s+\omega_0^2}$	$\frac{\omega_0}{\sqrt{1-D^2}} \cdot e^{-D\omega_0 t} \cdot \sin(\omega_0 \sqrt{1-D^2} t), D < 1$
25	$\frac{\omega_0^2}{s(s^2+2D\omega_0 s+\omega_0^2)}$	$1 - \frac{1}{\sqrt{1-D^2}} e^{-D\omega_0 t} \sin(\omega_r t + \varphi) \text{ mit } \varphi = \arctan\left(\frac{\sqrt{1-D^2}}{D}\right), \omega_r = \omega_0 \sqrt{1-D^2}, D < 1$
26	$\frac{s\omega_0^2}{s^2+2D\omega_0 s+\omega_0^2}$	$- \frac{\omega_0^2}{\sqrt{1-D^2}} e^{-D\omega_0 t} \sin(\omega_r t - \varphi) \text{ mit } \varphi = \arccos(D), \omega_r = \omega_0 \sqrt{1-D^2}, D < 1$

## B. Filtertabelle

### Tabellen für Filterentwurf:

Bessel-Filter mit der normierten Frequenz  $\omega_g=1$

Ordnung	Index (i)	$a_i$	$b_i$	Güte (Q)
1	1	1,0000	0	-
2	1	1,3617	0,6180	0,58
3	1	0,7560	0	-
	2	0,9996	0,4772	0,69
4	1	1,3397	0,4889	0,52
	2	0,7743	0,3890	0,81
5	1	0,6656	0	-
	2	1,1402	0,4128	0,56
	3	0,6216	0,3245	0,92
6	1	1,2217	0,3887	0,51
	2	0,9686	0,3505	0,61
	3	0,5131	0,2756	1,02
7	1	0,5937	0	-
	2	1,0944	0,3395	0,53
	3	0,8304	0,3011	0,66
	4	0,4332	0,2381	1,13
8	1	1,1112	0,3162	0,51
	2	0,9754	0,2979	0,56
	3	0,7202	0,2621	0,71
	4	0,3728	0,2087	1,23

Tschebyscheff-Filter mit der normierten Frequenz  $\omega_g=1$ , Welligkeit= 0,5dB im Durchlaßbereich

Ordnung	Index (i)	$a_i$	$b_i$	Güte (Q)
1	1	1,0000	0	-
2	1	1,3614	1,3827	0,86
3	1	1,8636	0	-
	2	0,6402	1,1931	1,71
4	1	2,6282	3,4341	0,71
	2	0,3648	1,1509	2,94
5	1	2,9235	0	-
	2	1,3025	2,3534	1,18
	3	0,2290	1,0833	4,54
6	1	3,8645	6,9797	0,68
	2	0,7528	1,8573	1,81
	3	0,1589	1,0711	6,51
7	1	4,0211	0	-
	2	1,8729	4,1795	1,09
	3	0,4861	1,5676	2,58
	4	0,1156	1,0443	8,84
8	1	5,1117	11,9607	0,68
	2	1,0639	2,9365	1,61
	3	0,3439	1,4206	3,47
	4	0,0885	1,0407	11,53

Butterworth-Filter mit der normierten Frequenz  $\omega_g=1$

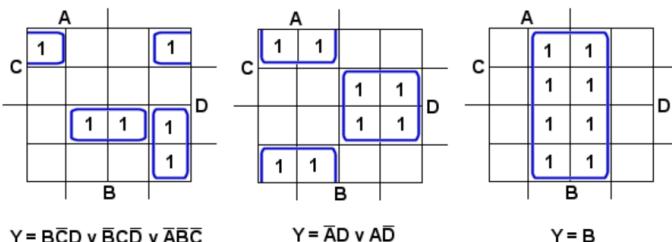
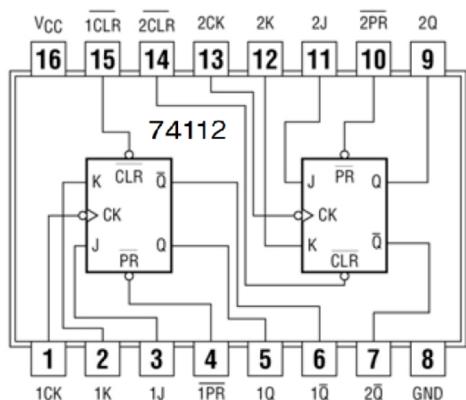
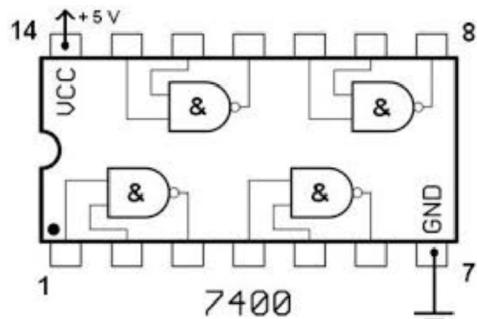
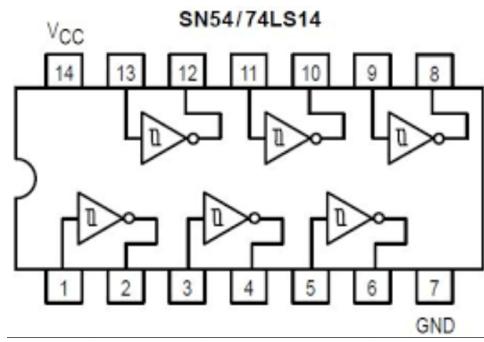
Ordnung	Index (i)	$a_i$	$b_i$	Güte (Q)
1	1	1,0000	0	-
2	1	1,4142	1,0000	0,71
3	1	1,0000	0	-
	2	1,0000	1,0000	1,00
4	1	1,8478	1,0000	0,54
	2	0,7654	1,0000	1,31
5	1	1,0000	0	-
	2	1,6180	1,0000	0,62
	3	0,6180	1,0000	1,62
6	1	1,9319	1,0000	0,52
	2	1,4142	1,0000	0,71
	3	0,5176	1,0000	1,93
7	1	1,0000	0	-
	2	1,8019	1,0000	0,55
	3	1,2470	1,0000	0,80
	4	0,4450	1,0000	2,25
8	1	1,9616	1,0000	0,51
	2	1,6629	1,0000	0,60
	3	1,1111	1,0000	0,90
	4	0,3902	1,0000	2,56

Tschebyscheff-Filter mit der normierten Frequenz  $\omega_g=1$ , Welligkeit= 2dB im Durchlaßbereich

Ordnung	Index (i)	$a_i$	$b_i$	Güte (Q)
1	1	1,0000	0	-
2	1	1,1813	1,7775	1,13
3	1	2,7994	0	-
	2	0,4300	1,2036	2,55
4	1	2,4025	4,9862	0,93
	2	0,2374	1,1896	4,59
5	1	4,6345	0	-
	2	0,9090	2,6036	1,78
	3	0,1434	1,0750	7,23
6	1	3,5880	10,4648	0,90
	2	0,4925	1,9622	2,84
	3	0,0995	1,0826	10,46
7	1	6,4760	0	-
	2	1,3258	4,7649	1,65
	3	0,3067	1,5927	4,12
	4	0,0714	1,0384	14,28
8	1	4,7743	18,1510	0,89
	2	0,6991	3,1353	2,53
	3	0,2153	1,4449	5,58
	4	0,0547	1,0461	18,69

## C. Bauteile

### C.1. Digitaltechnik



Familie	Typ	$U_B$	P <sub>v</sub> pro Gatter	Gatterlaufzeit t <sub>pd</sub>
Transistor-Transistor-Logik (TTL)				
Standard-TTL	7400	5 V	10 mW	10 ns
Low-Power-Schottky-TTL	74 LS 00		2 mW	10 ns
Schottky-TTL	74 S 00		19 mW	3 ns
Low-Power-Advanced-TTL	74 ALS 00		1 mW	4 ns
Fast-TTL	74 F 00		4 mW	3 ns
Advanced-TTL	74 AS 00		10 mW	1,5 ns
Emittergekoppelte Logik (ECL)				
Standard-ECL	10.100	-5,2 V	35 mW	2 ns
	10.200		70 mW	1,5 ns
	1.600		35 mW	1 ns
High-Speed-ECL	10 H 100		50 mW	0,75 ns
	100.100		50 mW	0,4 ns
	10 E 100		40 mW	0,4 ns
Complementary Metal Oxide Semiconductor (CMOS)				
Standard-CMOS	4.000	5 V	0,3 mW	90 ns
	14.000	15 V	3 mW	30 ns
	74 C 00		3 mW	
High-Speed-CMOS	74 HC 00	2-6 V	0,5 mW MHz <sup>-1</sup>	~10 ns (spannungs-abhängig)
	74 HCT 00		0,8 mW MHz <sup>-1</sup>	~3 ns (spannungs-abhängig)
Advanced-CMOS	74 AC 00		0,6 mW	14 ns
	74 ACT 00		0,5 mW	7 ns
	74 LV 00		0,4 mW	4 ns
Low-Voltage-CMOS	74 LVC 00	3,3 V	0,5 mW	
	74 ALVC 00		0,4 mW	

### C.2. Widerstandswerte

E6 Reihe: 100, 150, 220, 330, 470, 680

E12 Reihe: 100, 120, 150, 180, 220, 270, 330, 390, 470, 560, 680, 820

Farbe	1. Ring	2. Ring	3. Ring	4. Ring
Silber	•	•	x0,01	± 10%
Gold	•	•	x0,1	± 5%
Schwarz	•	0	x1	•
Braun	1	1	x10	± 1%
Rot	2	2	x100	± 2%
Orange	3	3	x1000	•
Gelb	4	4	x10000	•
Gruen	5	5	x100000	± 0,5%
Blau	6	6	x1000000	± 0,25%
Lila	7	7	x10000000	± 0,1%
Grau	8	8	•	± 0,05%
Weiss	9	9	•	•

### C.3. NF-Kleinleistungs-Transistor

BC337 datasheet		Pinout
1. Collector	2. Base	3. Emitter

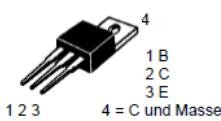
[npntransistors.com](http://npntransistors.com)

Typ	Gehäuse	Ausführung	$I_c$ (mA)	$U_{CEO}$ (V)	$h_{FE}$
BC 327, BC 327-16 / -25 / -40	TO-92	pnp	-800	-45	16:100-250 25:160-400
BC 328, BC 328-16 / -25 / -40	TO-92	pnp	-800	-25	40: 250-630
BC 337, BC 337-16 / -25 / -40	TO-92	npn	800	45	16:100-250 25:160-400
BC 338, BC 338-16 / -25 / -40	TO-92	npn	800	25	40: 250-630

#### C.4. NF-Leistungs-Transistor, npn

BD 243	TO-220	npn	45	6000	
BD 243 A			60		
BD 243 B			80		
BD 243 C			100		

BD 244	TO-220	pnp	-45	-6000	
BD 244 A			-60		
BD 244 B			-80		
BD 244 C			-100		



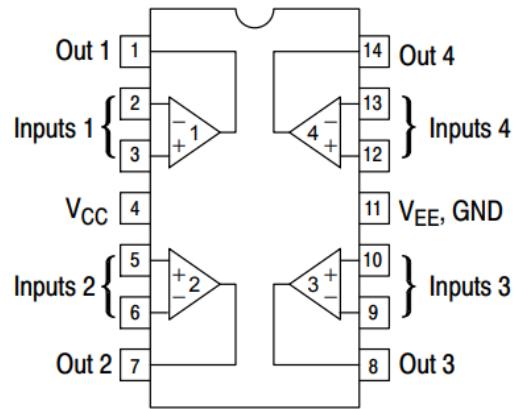
Typische Werte für den Wärmewiderstand von TO220:  
 $R_{th,jG} \approx 2K/W$  und  $R_{th,jU} \approx 65K/W$

#### C.5. Leistungs-MOSFET

Typ	Gehäuse	$U_{GS}$ (V)	$U_{DS}$ (V)	$U_{DS}$ (V)	$I_D$ (A)	$I_{GS}$ (mA)	$R_{DS(on)}$ (Ω)
BUZ 10	TO-220	$\pm 20$	50	50	23		0,06
IRF 510					5,6		0,54
IRF 520					9,2		0,27
IRF 530			100		14		0,16
IRF 540					22		0,055
IRF 540 N					33		0,044
IRF 630			200		9		0,40
IRF 640					18		0,18
IRF 634			$\pm 30$	250	8		0,45
IRF 644 B					14		0,28
IRF 710	TO-220	$\pm 20$	400		2		3,6
IRF 720					3,3		1,8
IRF 730					5,5		1,0
IRF 740					10		0,55
IRF 820			500		2,5		2,5
IRF 830					4,5		1,35
IRF 840					8,0		0,85



#### C.6. Operationsverstärker LM324



Betriebsspannung 3 bis 32 V unipolar  
 bis  $\pm 16V$  bipolar  
 slew rate  $0,5V/\mu s$   
 Transitfrequenz 500 KHz  
 max. Ausgangstrom 40 mA

#### D. Schutzklassen

Schutzklassen für elektrische Betriebsmittel

Klasse	Schutz durch	Kennzeichen
I	Schutzleiter (Anschluss am Körper des Betriebsmittels)	
II	Schutzisolierung	
III	Schutzkleinspannung $\leq 50V$ Wechselspannung (AC) $\leq 120V^{11}$ Gleichspannung (DC)	

<sup>11</sup> Zukünftig wird die maximale Schutzkleinspannung für Gleichspannung wahrscheinlich auf 90 V abgesenkt.

IP-Schutzklassen

<b>1. Kennziffer</b>	Schutz gegen Fremdkörper u. Berührung	<b>2. Kennziffer</b>	Schutz gegen Wasser
0 ungeschützt		ungeschützt	
1 geschützt gegen feste Fremdkörper > 50 mm		geschützt gegen Tropfwasser	
2 geschützt gegen feste Fremdkörper > 12 mm		geschützt gegen Tropfwasser unter 15°	
3 geschützt gegen feste Fremdkörper > 2,5 mm		geschützt gegen Sprühwasser	
4 geschützt gegen feste Fremdkörper > 1 mm		geschützt gegen Spritzwasser	
5 geschützt gegen Staub		geschützt gegen Strahlwasser	 
6 dicht gegen Staub		geschützt gegen schwere See	
7 –		geschützt gegen zeitweises Eintauchen	 
8 –		geschützt gegen dauerndes Untertauchen	  ... m