

Praktische Elektronik

Das vorliegende Buch basiert auf langjähriger industrieller Praxis in der Anlagenprojektierung und Geräteentwicklung sowie dem Vorlesungs- und Laborbetrieb im Bereich der Angewandten Elektronik und der Mess- und Regeltechnik. Wesentliche Bestandteile des Werkes sind die Behandlung von Operationsverstärkerschaltungen, CMOS-Digitalschaltungen und der SPSProgrammierung anhand von Beispielen aus der industriellen Praxis. Zu den verschiedenen Schaltungen sind die jeweiligen Anwendungsgebiete nach dem Stand der Technik angegeben. Die wichtigsten Datenblätter zu Schaltkreisen sind von der Homepage des Autors abrufbar: prof-orlowski.jimdo.com

Im Anhang finden sich Laborversuche zu verschiedenen Schaltungen sowie Prüfungsaufgaben und Lösungshinweise.

Der Inhalt

- Grundzüge der Analogtechnik
- Operationsverstärker Grundlagen
- Spezielle Analogschaltungen
- Mess- und Regeltechnik
- Grundzüge der Digitaltechnik
- Integrierte Digitalbausteine
- CMOS-Schaltungen
- Spezielle CMOS-Schaltungen
- Digitale Messwerterfassung
- SPS-Automatisierung
- Anhang

Die Zielgruppen

Das Werk ist ein anwendungsorientiertes Kompendium der Analog- und Digitaltechnik für Studierende der Elektrotechnik und des Maschinenbaus sowie für Ingenieure in der industriellen Praxis.

Der Autor

Peter F. Orłowski ist Professor an der Technischen Hochschule Mittelhessen. Im Fachbereich Maschinenbau und Energietechnik (ME) betreut er die Fachgebiete Elektrische Antriebe, Regeltechnik sowie Angewandte Elektronik und begleitet Studierende ein Stück auf ihrem Weg.

ISBN 978-3-642-39004-3



9 783642 390043

► springer-vieweg.de

 **OnlinePLUS**

Orłowski



Praktische Elektronik

LEHRBUCH

Peter F. Orłowski

Praktische Elektronik

Analogtechnik und Digitaltechnik
für die industrielle Praxis



Springer Vieweg

Inhaltsverzeichnis

1	Grundzüge der Analogtechnik	1
1.1	Größen und Einheiten	1
1.2	Grundlegende Bauelemente	2
1.3	Gesetze elektrischer Netzwerke	6
1.4	Wechselspannungsnetzwerke	10
1.5	Ausgleichsvorgänge	14
1.5.1	Laplace-Transformation	14
1.5.2	Gleichstromschaltvorgänge	24
1.5.2	Wechselstromschaltvorgänge	30
2	Operationsverstärker Grundlagen	35
2.1	Idealer und realer OP	36
2.2	Grundsaltungen	41
2.2.1	Inverter, Summierer, Subtrahierer	42
2.2.2	Differenzbildner	45
2.2.3	Signumschalter, Spannungsfolger	46
2.2.4	Integrierer, Differenzierer	50
2.2.5	PI- und PID-Regler	54
2.2.6	Passive Filter	60
2.2.7	Aktive Filter	68
2.3	Optimierung	79
2.3.1	Frequenzkorrektur	80
2.3.2	Offsetabgleich	82
2.3.3	Variable Verstärkungen	85
3	Spezielle Analogsaltungen	89
3.1	Logarithmierer, Exponentialglied	89
3.2	Multiplizierer, Dividierer, Potenzfunktionen	94
3.3	Funktionsgeneratoren	100
3.4	Komparatoren	108

3.5	Analogschalter, Analogspeicher	113
3.6	Betragsbildner, U/I- und I/U-Wandler	118
3.7	U/f- und f/U-Wandler	122
3.8	Interface-Schaltungen	125
3.9	Störquellen in Analogschaltungen	131
4	Mess- und Regeltechnik	140
4.1	Messwerterfassung	140
4.1.1	Drehzahlmessung	141
4.1.2	Strommessung	142
4.1.3	Druck- und Zugkraftmessung	143
4.1.4	Temperaturmessung	147
4.1.5	Analoger Durchmesserrechner	148
4.1.6	Abbremsautomatik	150
4.2	Konstanter und Netzteile	152
4.3	Regelung elektrischer Antriebe	156
4.3.1	Regler und Strecken	156
4.3.2	Sollwertgeber	160
5	Grundzüge der Digitaltechnik	163
5.1	Grundverknüpfungen	163
5.2	Logische Operationen	164
5.3	Vereinfachung Boolescher Funktionen	167
5.3.1	Funktionen	167
5.3.2	Veitch-Diagramm	168
5.3.3	Minimalform einer Funktion	172
5.3.4	Umcodierer	174
5.4	Nicht-Boolesche Algebra	182
5.4.1	Schwellwertlogik	182
5.4.2	Majoritätsschaltglieder	190

6	Integrierte Digitalbausteine	192
6.1	Forderungen an Digitalschaltkreise	192
6.2	Schaltkreisfamilien TTL und CMOS	193
6.3	Handhabung von CMOS-Schaltkreisen	196
7	CMOS-Grundsaltungen	200
7.1	Speicher	200
7.1.1	RS-Flip-Flop	200
7.1.2	JK-Flip-Flop	203
7.1.3	D-Flip-Flop	204
7.2	Zähler und Komparatoren	207
7.2.1	BCD-Zähler	207
7.2.2	Binär-Zähler	211
7.2.3	1-aus-10-Zähler	213
7.3	Frequenzteiler, Frequenzverdoppler	214
7.4	Oszillatoren	219
7.5	Verzögerer, Verlängerer	222
7.6	Blocker	225
7.7	Addierer, Subtrahierer	231
7.8	Multiplizierer, Dividierer	243
7.9	Interface-Schaltungen	246
8	Spezielle CMOS-Schaltungen	261
8.1	Richtungserfassung bei Impulsgebern	261
8.2	Paritätsprüfung	262
8.3	Warnblinkschaltung	264
8.4	Ampelschaltung	265
8.5	Elektrohydraulische Positionierung	268
8.6	Ablaufsteuerung (Schrittkette)	271
8.7	Frequenzdifferenzbildung	272
8.8	Frequenzsynthesizer, Frequenzgenerator	273

9	Digitale Messwerterfassung	278
	9.1 Längenmessung von Stoffbahnen	278
	9.2 Durchmessererfassung	281
	9.3 Banddickenmessung	283
	9.4 Planheitsmessung	287
	9.5 Drehzahl- und Geschwindigkeitsmessung	289
	9.6 Weg-, Winkel-, Positionsmessung	293
	9.7 Fahrkurvenrechner	300
10	SPS-Automatisierung	304
	10.1 SPS-Grundlagen	304
	10.1.1 Datentypen und Operationen	304
	10.1.2 Hardware	307
	10.1.3 Darstellung, Programmierung	308
	10.2 Anwendungen	311
	10.2.1 Einfacher Mischvorgang	311
	10.2.2 Automatische Stern-Dreieck-Schaltung	313
	10.2.3 Torsteuerung	315
	10.2.4 Ampelsteuerung	319
	10.2.5 Ablaufsteuerung	323
	10.2.6 Regelung mit PID-Regler	327
11	Anhang	333
	11.1 Schnittstellen- und Bussysteme	333
	11.2 Laborversuch Inverter	338
	11.3 Laborversuch Bandpass	341
	11.4 Laborversuch Ampelschaltung	344
	11.5 Klausur- bzw. Prüfungsfragen	347
	11.6 Lösungshinweise zu 11.5	350
12	Literaturverzeichnis	353
13	Sachwortverzeichnis	357

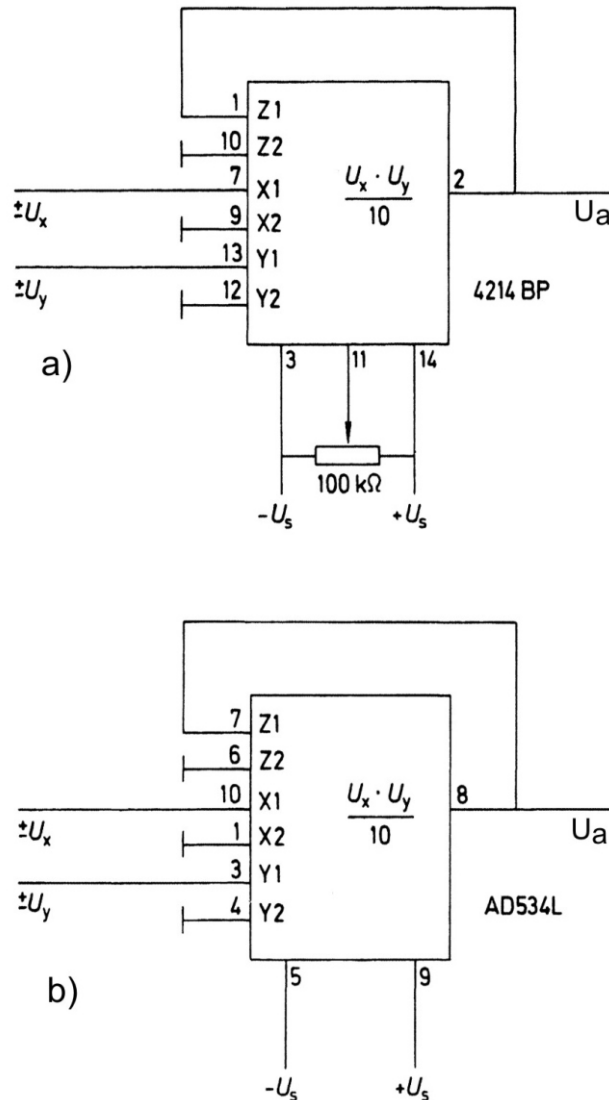


Bild 3.7 Vierquadranten-Multiplizierers 4214BP und AD534L

Dividierer, Radizierer, Potenzierer:

Mit Hilfe eines zusätzlichen Operationsverstärkers ist ein Multiplizierer wahlweise als Dividierer oder Radizierer einsetzbar (Bild 3.8). Bei der Division wird die Ausgangsspannung des OPs mit der Eingangsspannung U_Z multipliziert und auf den invertierenden Eingang des OP zurückgeführt. Dabei entsteht wegen der Differenzeingangsspannung $U_D=0$ die Dividierer-Formel:

$$\frac{U_a \cdot U_Z}{10} = U_x \quad \text{und somit} \quad U_a = 10 \frac{U_x}{U_Z} \quad \text{mit } U_Z > 0 \quad (3.10)$$

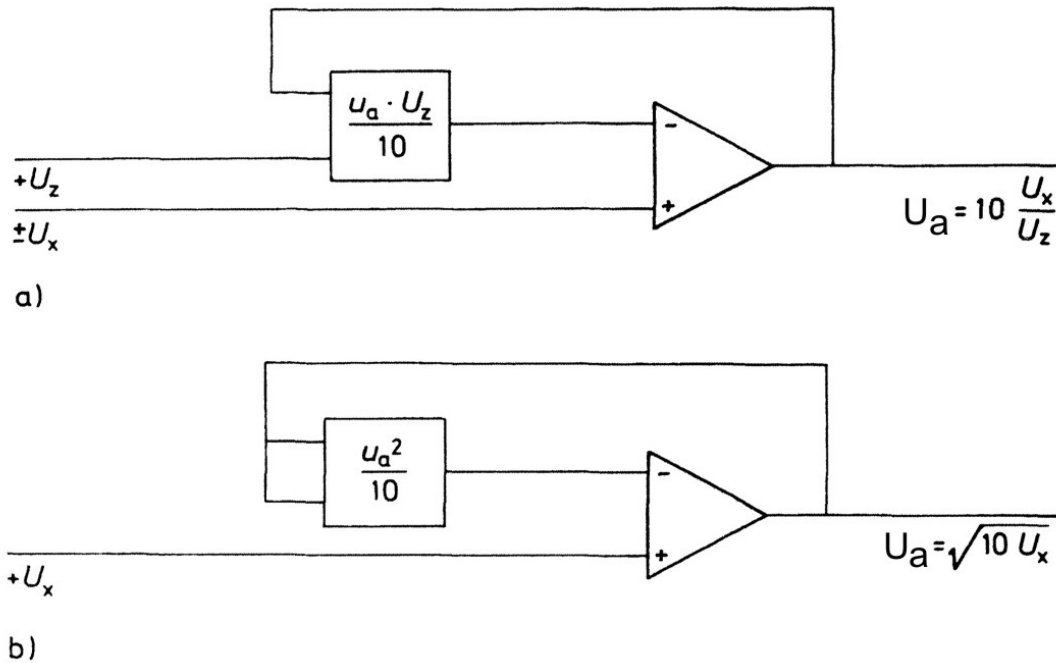


Bild 3.8 Dividierer und Radizierer durch Rückkopplungs-Multiplikation

Als Radizierer ist die Ausgangsspannung im Gegenkopplungszweig mit sich selbst multipliziert. Man erhält dann mit der Differenzeingangsspannung $U_D=0$ die Radizierer-Formel als:

$$\frac{U_a^2}{10} = U_x \quad \text{und somit} \quad U_a = \sqrt{10U_x} \quad \text{mit } U_x > 0 \quad (3.11)$$

Auf diese Weise lassen sich die Schaltkreise 4214BP und AD534L als Dividierer bzw. Radizierer beschalten (Bild 3.9).

Die Formel für die Division lautet dann:

$$U_a = \frac{10(U_{z2} - U_{z1})}{U_{x1} - U_{x2}} U_{y1} \quad (3.12)$$

Die Formel für die Ausgangsspannung als Radizierer ist:

$$U_a = \sqrt{10(U_{z2} - U_{z1})} \quad \text{für } U_{z2} - U_{z1} \in [0,2;10]V \quad (3.13)$$

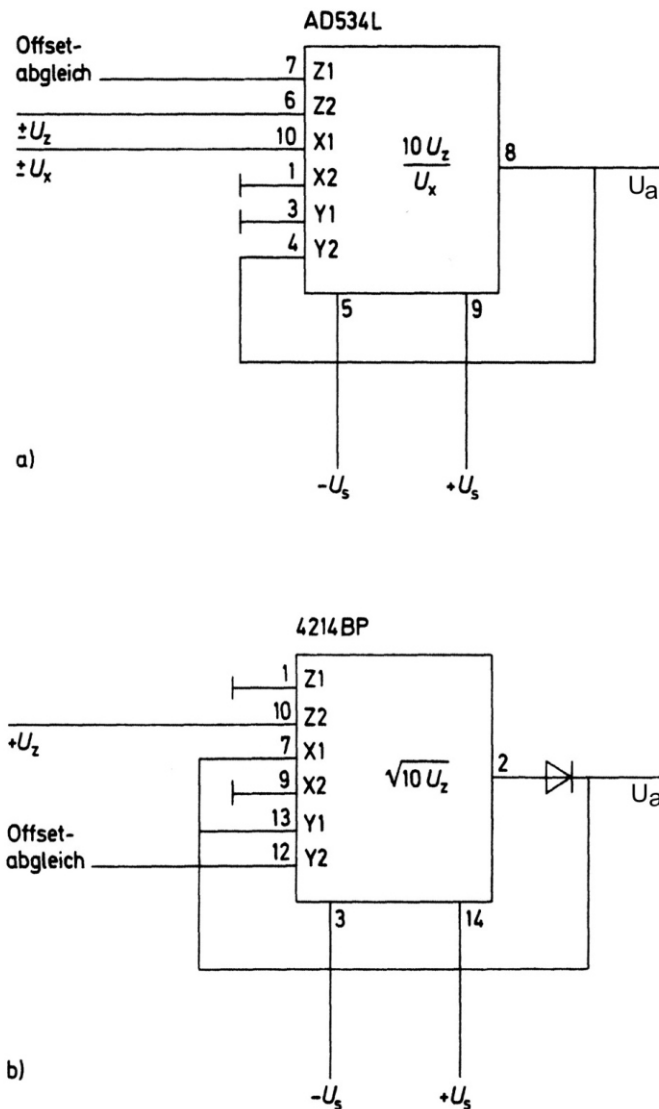


Bild 3.9 Dividierer mit AD534L und Radizierer mit 4214BP realisiert

Das ganzzahlige Potenzieren lässt sich durch eine Schaltkreiskette aus Multiplizierern aufbauen (Bild 3.10). Wünscht man beispielsweise

$$U_a = U_x^3$$

sind zwei Multiplizierer notwendig. Die Offsetfehler der gesamten Schaltung nimmt jedoch erheblich zu, die ist zu beachten. Potenzieren ist auch möglich, wenn man schreibt:

$$U_a = U_x^k = (e^{\ln U_x})^k = e^{k \ln U_x} \quad (3.14)$$

Die Realisierung der Schaltung beinhaltet jedoch einen nicht zu vernachlässigen expandierenden Verlauf wegen der beteiligten e-Funktion.

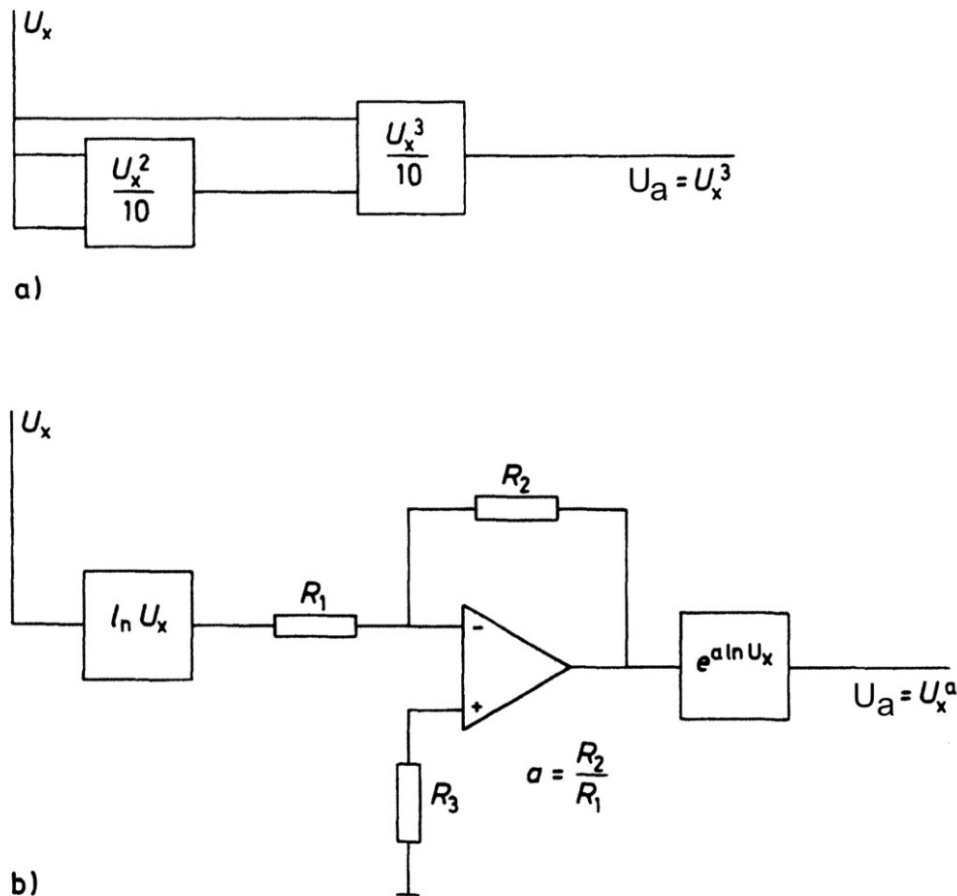


Bild 3.10 Zwei Potenzierervarianten

3.3 Funktionsgeneratoren

Mutivibratoren, Oszillatoren:

Ersetzt man an einem Schmitt-Trigger die Vergleichsspannung U_{Ref} durch die rückgekoppelte Ausgangsspannung und schaltet einen Tiefpass nach, entsteht eine astabiler Multivibrator (Bild 3.11)

Wenn das Potential $E^- > E^+$ ist, kippt die Ausgangsspannung an die entgegengesetzte Stellgrenze (Bild 3.12). Dadurch lädt sich der Kondensator auf bis auf den Wert $U_C = +U_H/2$. Dann kippt die Schaltung wieder, so dass sich der Kondensator bis $U_C = -U_H/2$ entlädt.

Die e-Funktion für das Auf- und Entladen lässt sich sofort angeben mit:

$$U_C = U_{\text{max}} - \left(U_{\text{max}} + \frac{U_H}{2} \right) e^{-t/T} \quad (3.15)$$

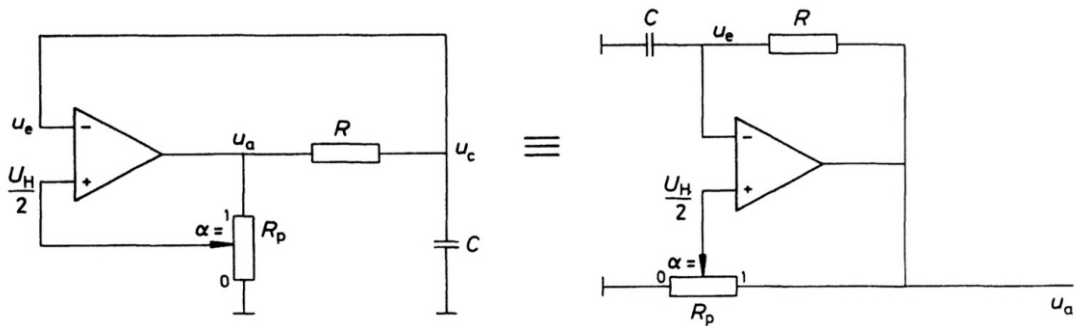


Bild 3.11 Astabile Multivibratoren mit Tiefpass

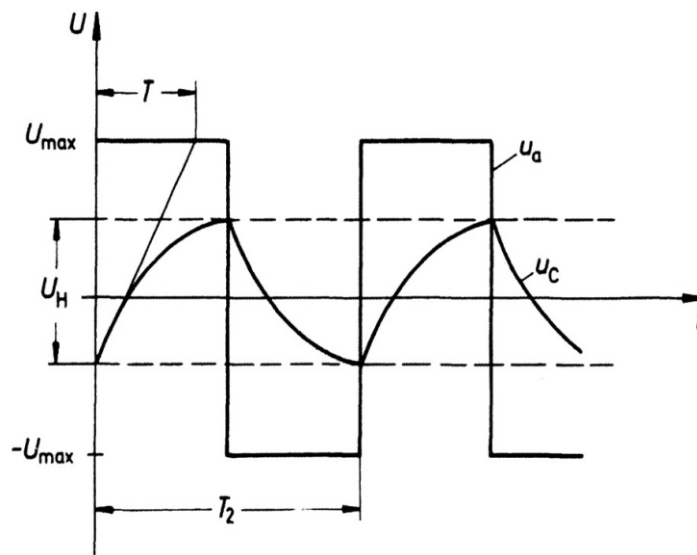


Bild 3.12 Ausgangsspannung des astabilen Multivibrators

Aus Bild 3.12 ist ersichtlich, dass für $t=T_2/2$ die Spannung am Kondensator $U_C=U_H/2$ entspricht. Dieser Wert in die Gleichung 3.15 eingesetzt, ergibt eine Formel für die Frequenz des Multivibrators. Nach kurzer Rechnung folgt:

$$f_2 = \frac{1}{2T \ln \frac{1+}{1-}} \quad \text{für} \quad \frac{U_H / 2}{U_{\max}} \quad (3.16)$$

Man erkennt, dass die Frequenz mit Hilfe des Faktors α frei eingestellt werden kann. Theoretisch zwischen $f=0$; ∞ für $\alpha=0$; 1 für $\alpha=1$. Das Frequenzverhalten des OPs setzt dem jedoch Grenzen.

Oft ist es wünschenswert das Puls-Pausen-Verhältnis bzw. Tastverhältnis eines Multivibrators zu beeinflussen. Dies lässt sich realisieren, wenn man das Potentiometer nicht gegen Masse sondern an U_e anschließt (Bild 3.13). Damit ergeben sich zwei Einschwingvorgänge von $t=0-T_0$ und von $t=T_0-T_1$.

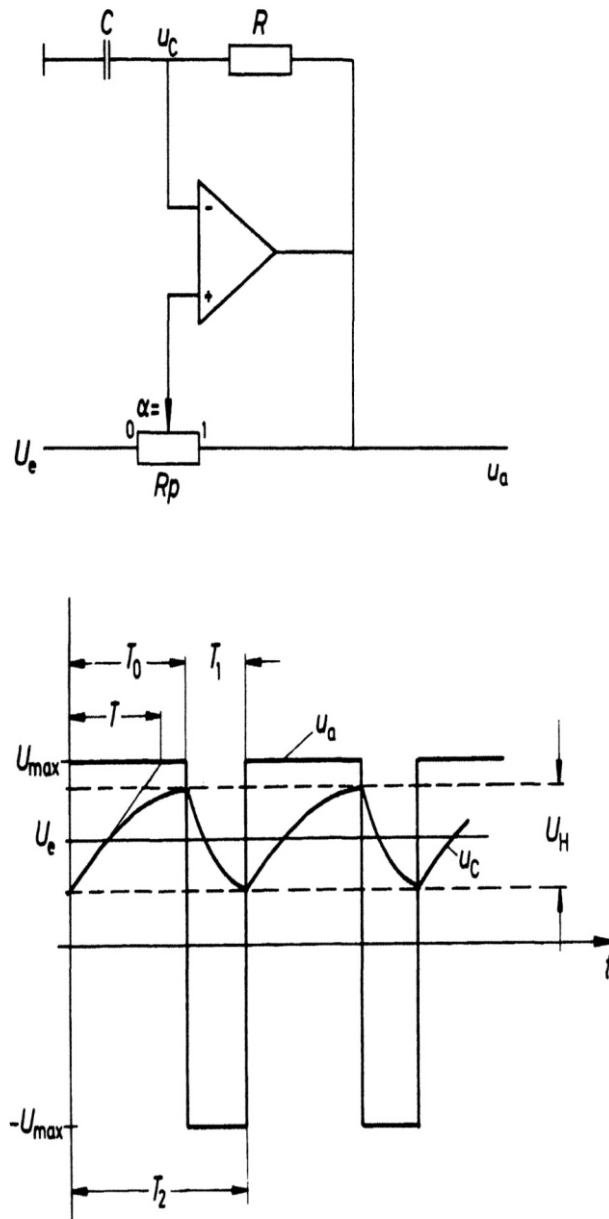


Bild 3.13 Multivibrator mit einstellbarem Tastverhältnis

Für $t=0-T_0$ gilt:

$$U_C = U_{\max} - U_e - \left(U_{\max} + \frac{U_H}{2} \right) e^{-t/T} \quad (3.17)$$

Bei $t=T_0$ ist:

$$U_C = U_e + \frac{U_H}{2}$$

so dass sich für T_0 errechnet:

$$T_0 = T \ln \frac{1 + \frac{U_H/2}{U_{\max}}}{1 - \frac{2U_e}{U_{\max}}} \quad \text{für} \quad \frac{U_H/2}{U_{\max}}$$

Für den Bereich $t=T_0-T_1$ ergibt sich die entsprechende Formel für T_1 :

$$T_1 = T \ln \frac{1 - \frac{2U_e}{U_{\max}} + \frac{U_H/2}{U_{\max}}}{1 - \frac{U_H/2}{U_{\max}}}$$

Mit der Gesamtperiode $T_2=T_0+T_1$ erhält man die Gleichung für die Frequenz des Multivibrators:

$$f_2 = \frac{1}{T \ln \frac{1 - \frac{2U_e}{U_{\max}} + \frac{U_H/2}{U_{\max}}}{1 - \frac{U_H/2}{U_{\max}}} + T \ln \frac{1 + \frac{U_H/2}{U_{\max}}}{1 - \frac{2U_e}{U_{\max}}}} \quad (3.18)$$

Oszillatoren für Frequenzen bis in den MHz-Bereich lassen sich mit digitalen Schaltkreisen der CMOS- oder TTL-Technik aufbauen (Bild 3.14). Mit einem NAND-Gatter und rückgekoppeltem Tiefpass ergeben sich folgende Formeln:

$$f = \frac{1,1}{R C} \quad 11\% \quad \text{für } U_S=10V \quad \text{CMOS-Schaltkreis 4093}$$

$$f = \frac{0,7}{R C} \quad \text{für } U_S=5V \quad \text{TTL-Schaltkreis 74LS14}$$

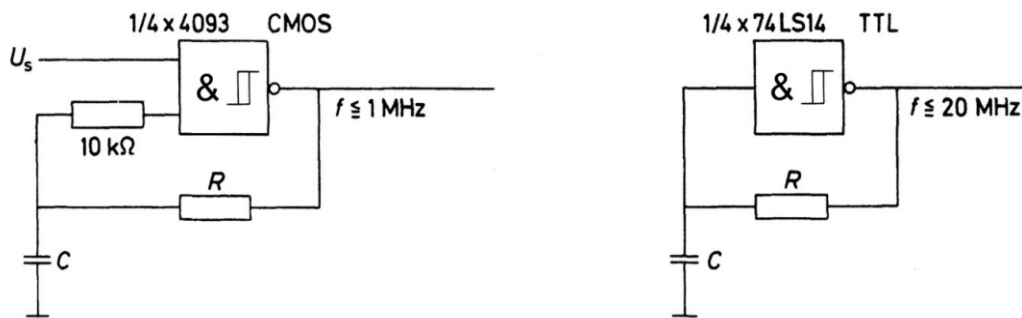


Bild 3.14 Oszillatoren mit digitalen NAND-Schaltkreisen

Die Kippspannung der analogen und digitalen Oszillatoren ist stark von der Speisespannung und der Exemplarstreuung der Schaltkreise abhängig. Die 0-1-Schaltsschwelle des NAND 4093 beispielsweise beträgt im Gegensatz zum einfachen NAND 4011 nur statisch $\frac{1}{11}$ (siehe Abschnitt 7.5).

Dreieck-, Rechteck-, Sinusgeneratoren:

Schaltet man einen Integrator einem astabilen Multivibrator nach, wird das Rechtecksignal integriert und ergibt einen Dreiecksgenerator (Bild 3.15).

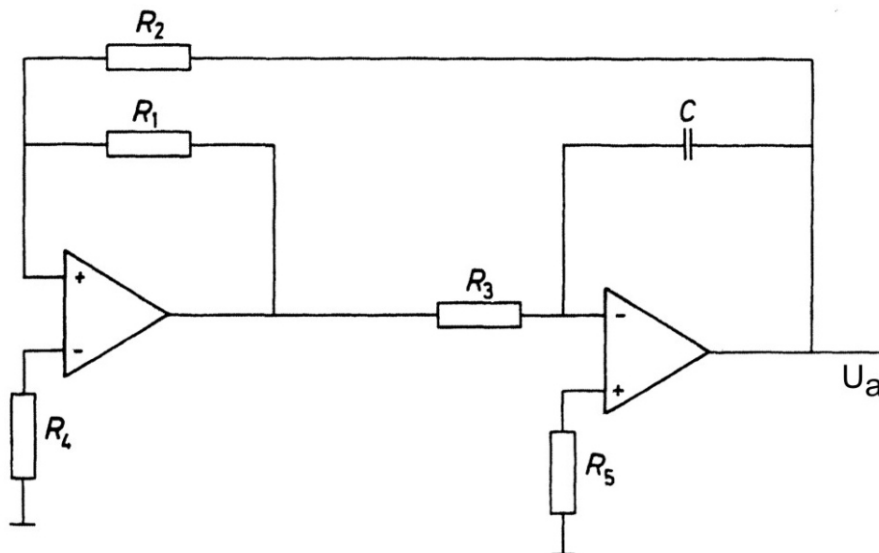


Bild 3.15 Dreiecksgenerator mit Multivibrator und Integrierer

Da die Rechteckspannung halbperiodenweise konstant ist, ergibt das Integral eine Gerade. Der Scheitelwert der Ausgangsspannung ist:

$$\hat{U}_a = \frac{R_2}{R_1} U_{\max}$$

Die Frequenz der Dreiecksspannung ist infolge $T/2 = R_3 C$

$$f = \frac{R_1}{4R_2 R_3 C} \quad (3.19)$$

Verändert man die Verstärkung der Eingangsspannung einer Schaltung stückweise, gelingt die Approximation einer Sinusfunktion. Ein Netzwerk mit dieser Eigenschaft ist in Bild 3.16 dargestellt. Der untere Teil bildet die positive, der obere Teil die negative Sinushalbperiode nach.

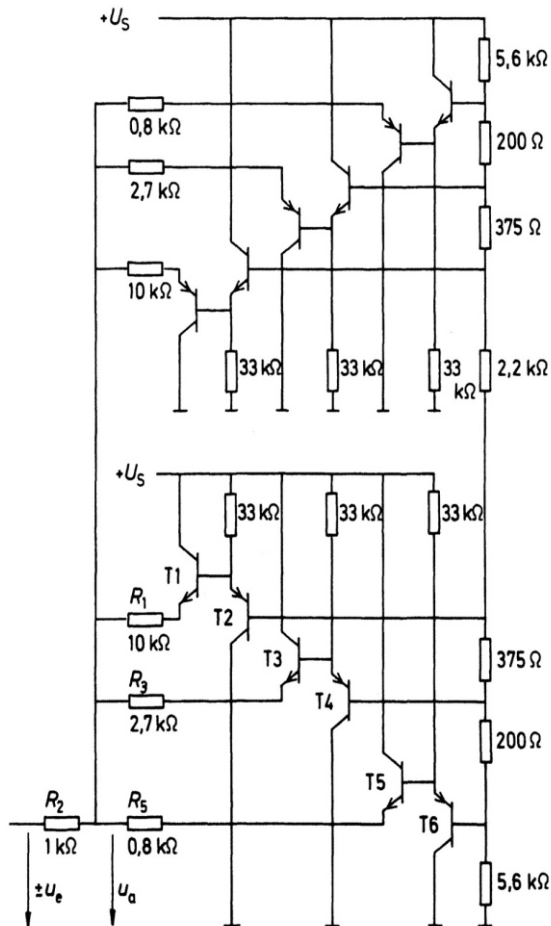


Bild 3.16 Netzwerk zur Approximation der Sinusfunktion

Mit den Transistoren T2, T4 und T6 wird dafür gesorgt, dass bei negativer Eingangsspannung die Transistoren T1, T3 und T5 gesperrt werden, da dann nur das obere Netzwerk im Eingriff sein darf. Mit $U_e=0$ beginnend, schaltet dann zunächst T1 durch, da dieser Transistor die größte Basis-Emitter-Spannung besitzt. Die Ausgangsspannung errechnet sich schließlich zu:

$$U_a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_s \quad \left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) U_e$$

Mit steigender Spannung U_e schaltet nun auch Transistor T3 durch, so dass in der Gleichung R_1 durch die Parallelschaltung $R_1 R_3 / (R_1 + R_3)$ ersetzt wird. Damit sinkt die Steigung der Ausgangsspannung. Anschließend wird der Kurvenverlauf durch das Zuschalten von T5 nochmals flacher.

Insgesamt wird so folgende Sinusfunktion nachgebildet:

$$U_a = U_{\text{emax}} \sin \frac{U_e}{2U_{\text{emax}}} \quad (3.20)$$

Die Genauigkeit der Approximation lässt sich durch Erweitern des Netzwerkes beliebig erhöhen. Ein Schaltkreis, der nach diesem Prinzip funktioniert, ist der ICL8038 von Intersil. Bild 17 zeigt eine Anwendung dazu. Die Frequenz kann zwischen 0,1Hz und 10^6 Hz nach der Formel $f=0,15/RC$ eingestellt werden.

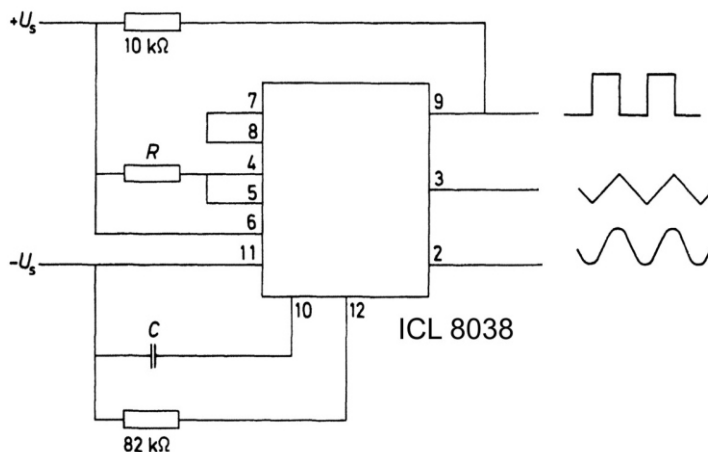


Bild 3.17 Frequenzgenerator für Dreieck-, Rechteck- und Sinusfunktion mit ICL8038

Ähnliche Ergebnisse liefert die Anwendung des Schaltkreises AD534L von Analog Devices (Bild 3.18). Jedoch beschränkt sich die Approximation auf die Sinusfunktion, entsprechend Gleichung (3.20).

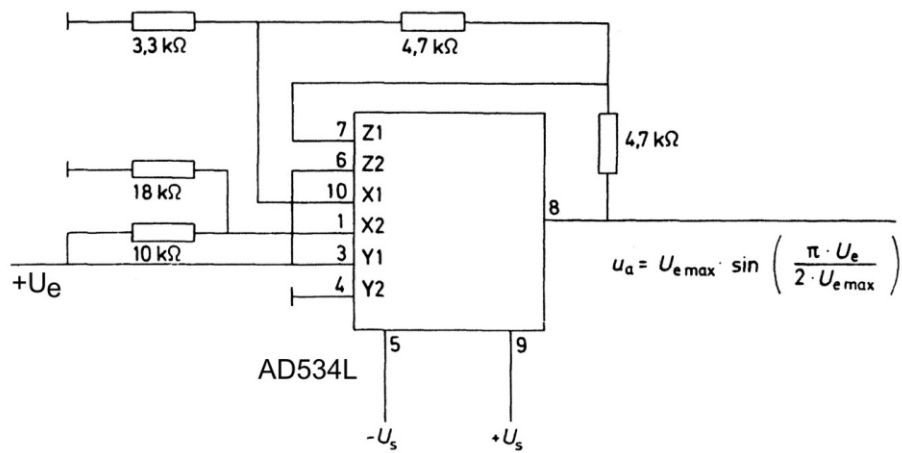


Bild 3.18 Sinusgenerator mit AD534L

Die Nachbildung weitgehend freier Funktionen lässt sich mit einer Kette von Oszillatoren erreichen (Bild 3.19).

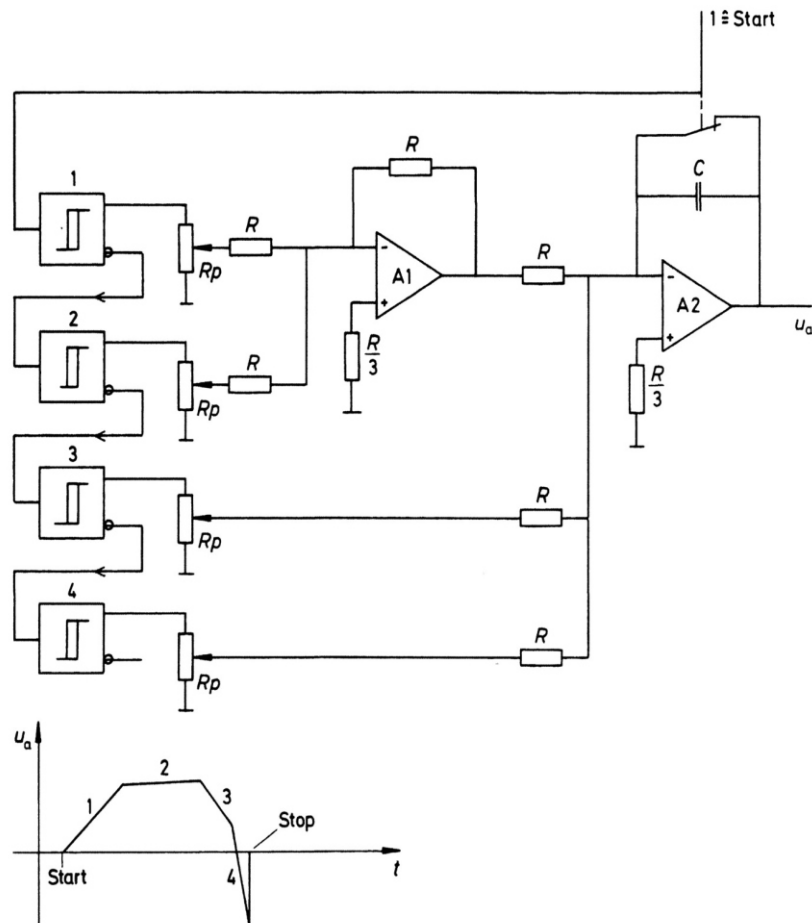


Bild 3.19 Funktionsgenerator für frei einstellbare Funktionen

Deren Ausgangsspannung anteilig integriert wird. Kurvenstücke mit positiver Steigung sind über den invertierenden Verstärker A1 auf den Integrierer geführt. Negative Steigungen erreicht man durch direkte Integration über Verstärker A2. Mit einem Schalter wird der Anfang und das Ende des Funktionsverlaufes festgelegt.

Anwendungsgebiete für Multivibratoren und Oszillatoren:

1. Erzeugen Rechteckschwingungen für Zählvorgänge in der Messtechnik
2. Taktgeber in Test- und Messgeräten sowie Computern und Uhren
3. Netzwerke für die drahtlose Funkübertragung
4. Bei der Frequenzanalyse in der Akustik und Schallemission
5. Nachbildung des Magnetfluss-Verlaufs in der Antriebstechnik
6. Nachbildung von Reibungseffekten beim Anfahren von Antrieben

3.4 Komparatoren

Grundsätzlich unterscheidet man zwei Arten von Komparatoren. Solche, die aus dem Vergleich zweier Spannungen ein binäres Signal erzeugen und solche, die aus dem Vergleich von Spannungen den jeweils größten/kleinsten Spannungswert weiterleiten.

Die erste Variante lässt sich leicht mit Hilfe eines invertierenden Verstärkers erzeugen. Je nach dem gewünschten Pegel des binären Ausgangssignals ist die Gegenkopplung anders beschaltet (Bild 3.20). Voraussetzung für die Funktion der Schaltung ist, dass U_1 stets positiv und U_2 nur negativ ist

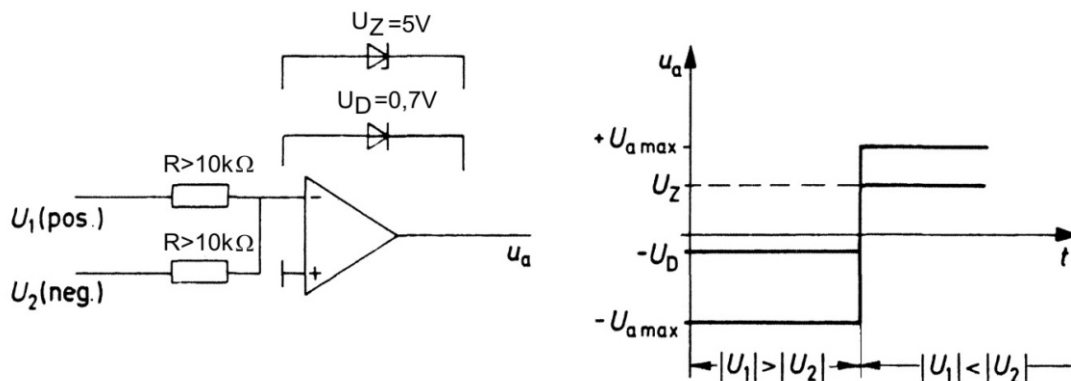


Bild 3.20 Komparator mit binärem Ausgangssignal

Fall 1: Ohne Gegenkopplung

Für $|U_1| > |U_2|$ liegt am Eingang E- positives Potential an, so dass der Ausgang eine negative Spannung erzeugt. Da die Verstärkung ohne Gegenkopplung theoretisch unendlich ist, geht der OP an die negative Stellgrenze von ca. -12,xx V (bei standardmäßig $U_{S1}=+15V$ und $U_{S2}=-15V$ Speisespannung).

Für $|U_1| < |U_2|$ liegt am Eingang E- negatives Potential an, so dass der Ausgang eine positive Spannung erzeugt, die an die positive Stellgrenze von ca. +13.yy V geht. Diese Binärsignalform ist direkt für serielle Schnittstellen in der Messtechnik nutzbar (Schnittstelle RS232, siehe Abschnitt 11.1).

Fall 2: Mit Diode in der Gegenkopplung:

Für $|U_1| > |U_2|$ liegt am Eingang E- wieder positives Potential an und damit am OP-Ausgang eine negative Spannung. Das bedeutet, die Diode ist durchlässig. In diesem Fall ist ihr Durchlasswiderstand sehr gering ($<100 \Omega$) und somit die Verstärkung sehr gering. Es wird lediglich die Durchlassspannung $U_D \approx 0,7V$ der Si-Diode aufrecht erhalten.

Für $|U_1| < |U_2|$ liegt am Eingang E- negatives Potential an, am Ausgang positives, so dass die Diode sperrt. Ihr Sperrwiderstand liegt im Bereich $M \Omega - G \Omega$. Damit geht die Ausgangsspannung wegen der sehr hohen Verstärkung an die positive Stellgrenze. Dieses Binärsignal ist direkt für Anwendungen in der CMOS-Technik nutzbar.

Fall 3: Mit Zener-Diode in der Gegenkopplung:

Für $|U_1| > |U_2|$ wird die Zener-Diode durchlässig und es ergibt sich wegen des ebenfalls sehr geringen Durchlasswiderstandes eine sehr kleine Verstärkung und damit am Ausgang nur $U_D \approx 0,7V$.

Bei $|U_1| < |U_2|$ liegt am Eingang E- negatives Potential an, am Ausgang positives, so dass die Zener-Diode sperrt. In diesem Fall begrenzt die Z-Diode die zur Stellgrenze strebende Ausgangsspannung auf die Zener-Spannung. Wählt man für diese $U_Z = 5V$, kann das erzeugte Binärsignal direkt für Anwendungen der TTL-Technik verwendet werden.

Ein Komparator ohne Gegenkopplung lässt sich auch als Pegelumsetzer einsetzen (Bild 3.21). Der Eingangspegel entspricht einem CMOS-Signal, das mit Hilfe eines Inverters 4049 auf den OP geschaltet wird. Der Ausgang nimmt dann jeweils die positive oder negative Stellgrenze U_{amax} an. Dieser Signalpegel ist direkt für die serielle Datenübertragung nutzbar (Schnittstelle RS232).

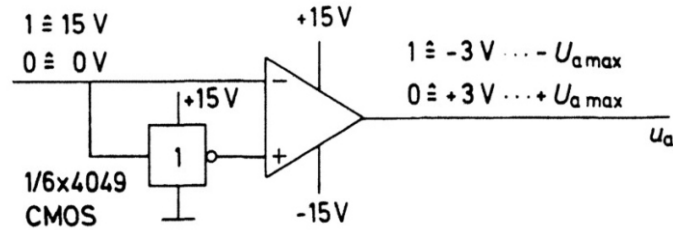


Bild 3.21 Komparator als Pegelumsetzer

Dort, wo mit Rausch- bzw. Störsignalen zu rechnen ist, empfiehlt sich ein Komparator mit Schalthysterese. Dieser lässt sich durch einen Spannungsteiler in der Mitkopplung eines OPs realisieren (Bild 3.22).

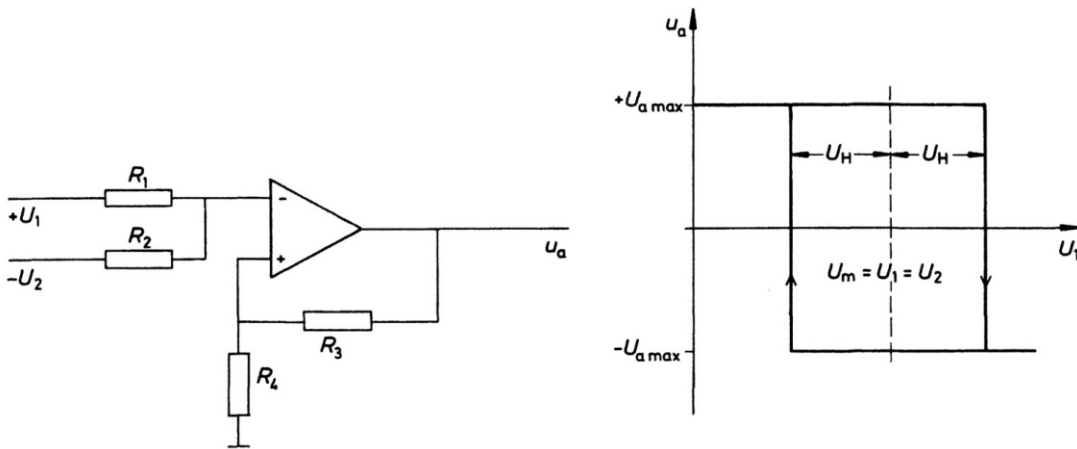


Bild 3.22 Komparator mit Schalthysterese

Die Hysteresebreite bezüglich der Spannung U_H ergibt sich mit:

$$U_H = |U_{amax}| \frac{R_1}{R_1} \frac{R_2}{R_3} \frac{R_4}{R_4} \quad (3.21)$$

Setzt man anstelle der Spannung U_2 eine feste Referenzspannung, spricht man auch von einer Kippstufe oder Schmitt-Trigger. Die Kippspannung, die zum binären Ausgangssignal führt, lässt sich mit einem Potentiometer exakt einstellen.

Mit einem sog. Fensterkomparator erhält man eine Aussage über die Eingangsspannung zwischen zwei Vergleichswerten (Bild 3.23). Dazu sind zwei Komparatorschaltungen entsprechend Bild 3.20 mit ihren Ausgängen auf ein NOR-Gatter geschaltet.

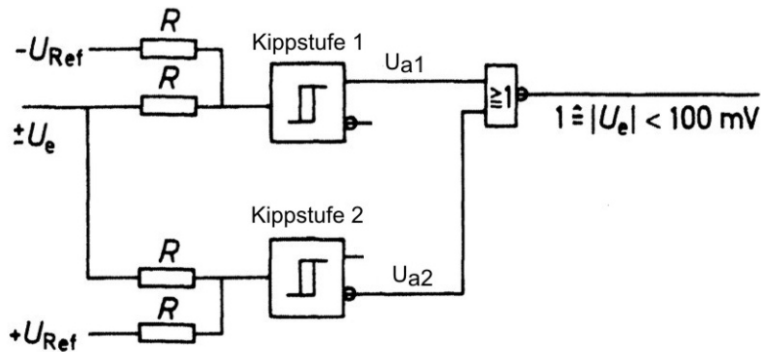


Bild 3.23 Fensterkomparator mit NOR-Gatter

Stellt man den Kippunkt von U_{a1} und U_{a2} mit Hilfe von U_{Ref} beispielsweise auf 100 mV ein, ergibt sich ein Binärsignal mit der Booleschen Aussage: $1 \hat{=} |U_e| < 100\text{ mV}$.

Komparatoren, die aus einer Auswahl beliebiger Eingangsspannungen den jeweils maximalen oder minimalen Wert bezogen auf den mathematischen Zahlenstrahl weiterleiten, nennt man Maximal- bzw. Minimalschaltung.

Zum Vergleich zweier Spannungen am Eingang, die auch kleiner als die Durchlassspannungen der beteiligten Dioden sein können, benötigt man drei Spannungsfolger. Wobei der dritte hauptsächlich zur Entkopplung gegenüber nachfolgenden Schaltungen bzw. Netzwerken dient (Bild 3.24).

Im Prinzip entspricht die Anordnung der Parallelschaltung von Einweggleichrichtern (auch ideale Diode genannt).

Zur Auswahl des Maximalwertes sind die Dioden in Signallaufichtung, zur Auswahl des Minimalwertes entgegen gesetzt geschaltet. Die Funktion der Schaltung setzt voraus, dass die OPs die Differenzeingangsspannung $U_D=0$ erreichen wollen.

Bei der Maximalwertschaltung gelingt dies im gezeigten Beispiel für die Spannungen $U_1=+6\text{V}$ und $U_2=-1\text{V}$ am unteren OP. Gleichzeitig geht dann der obere OP an die negative Stellgrenze, da die zugehörige Diode sperrt. Damit ein Vergleich von zwei ober mehr negativen Eingangsspannungen möglich ist, bedient man sich einer negativen Hilfsspannungsquelle -15V , die über $10\text{k}\Omega$ am Ausgang anliegt. Bei der Minimalschaltung sind die Ergebnisse dazu analog.

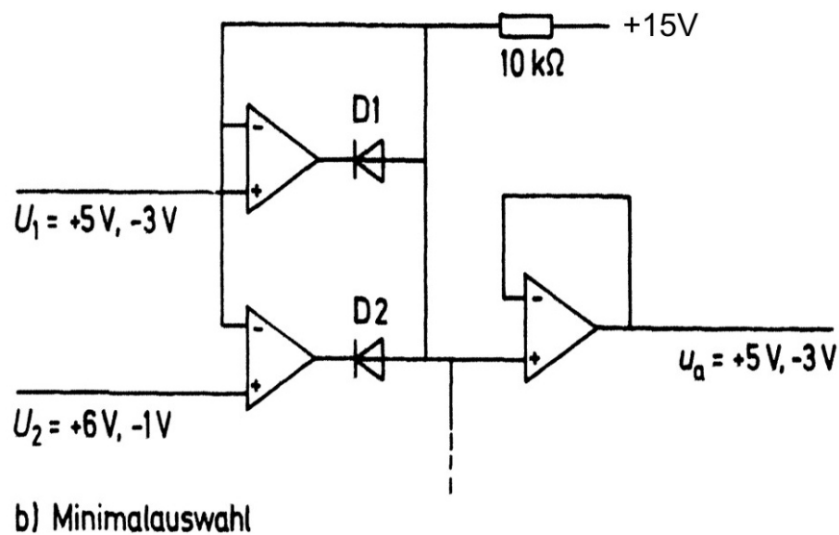
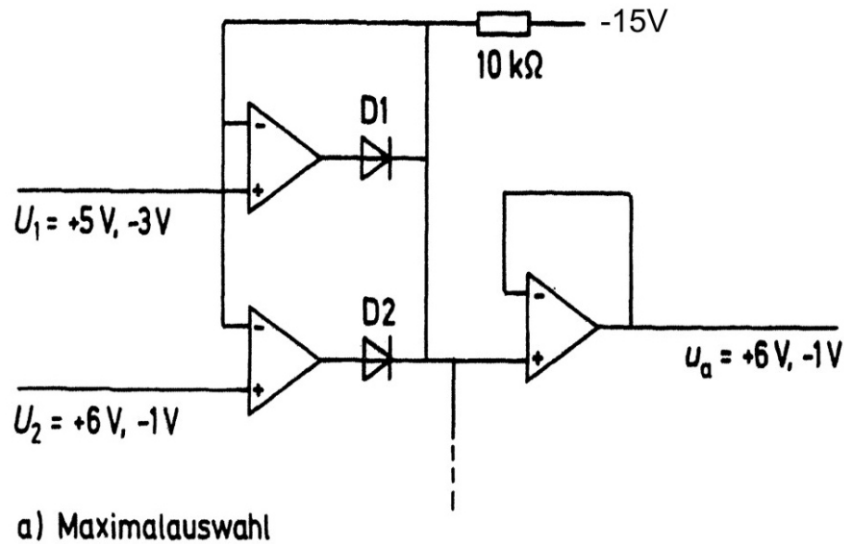


Bild 3.24 Maximal- und Minimalschaltung

Anwendungsgebiete für Komparatoren:

1. Pegelumsetzer CMOS- in RS232-Pegel
2. Aus Spannungsvergleich zu binärem Signal zum Abschalten von Anlagen
3. Maximal-/Minimalauswahl zur Bandzugbegrenzung in Walzwerken
4. Zählrichtungsbildung bei Durchmesserrechnern für Walzwerke
5. Als Zweipunktregler mit Diode in der Gegenkopplung
6. Gleichrichten von Spannungen

3.5 Analogschalter, Analogspeicher

Analogschalter:

Ein Analogschalter sollte eine Spannung verlustfrei zuschalten oder abschalten können, ähnlich einem Relais. Im durchgeschalteten Zustand soll sein Durchgangswiderstand $R_E=0$ und im offenen Zustand $R_E=\infty$ sein. Außerdem hat der Schaltvorgang prellfrei und in möglichst kurzer Zeit zu erfolgen. Die Schaltfrequenz sollte bis 1MHz reichen. Schaltkreise, die diesen Forderungen sehr nahe kommen, sind beispielsweise der CMOS-Schalter 4066 (Bild 3.25).

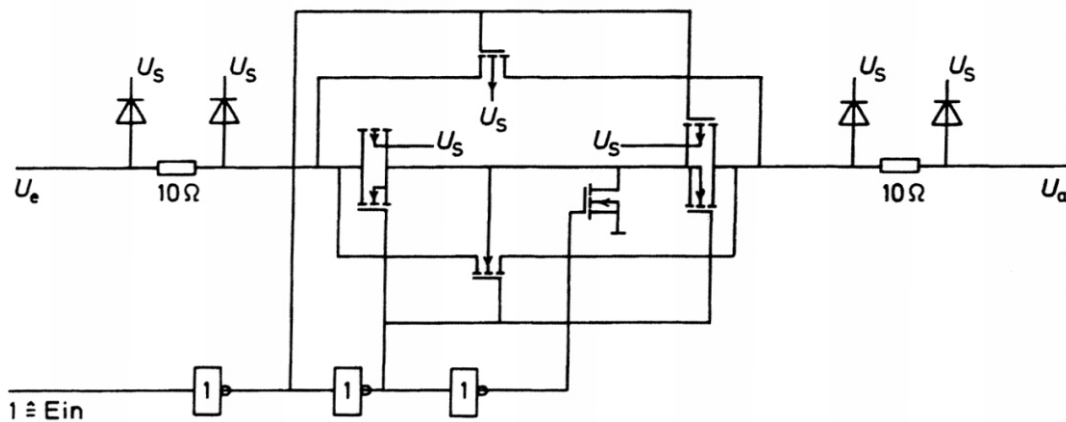


Bild 3.25 Analogschalter mit CMOS-Schaltkreis 4066

Die einzige relevante Störquelle ist die thermisch bedingte Rauschspannung U_R an den Materialien unterschiedlicher Thermospannung, wie sie an den Verbindungen zur äußeren Verdrahtung auftritt. Sie ist definiert als:

$$U_R = \sqrt{R_E T k \frac{1}{2} f_0} \quad (3.22)$$

Darin sind T die absolute Temperatur in $^{\circ}\text{C}$, k die Boltzmann-Konstante und f_0 die 3dB-Grenzfrequenz. Beim CMOS-Schaltkreis 4066 erhält man für eine Speisespannung von +15V und bei $T=25^{\circ}$ ein $U_R = 0,72\text{nV}\sqrt{f_0}$.

Im offenen Zustand des Analogschalters beträgt sein Widerstand 10^9 und er ist für Schaltfrequenzen bis 8,5MHz geeignet.

Zum Durchschalten einzelner Spannungen bzw. Binärsignale aus einer Auswahl verschiedener eignen sich die CMOS-Schaltkreise 4051 und 4052. Mit einer inneren Logik an den Eingängen A, B und C wird die jeweils gewünschte Eingangsspannung durchgeschaltet (Bild 3.26). Solche Anordnungen bezeichnet man als Multiplexer (siehe auch Abschnitt 8.9).

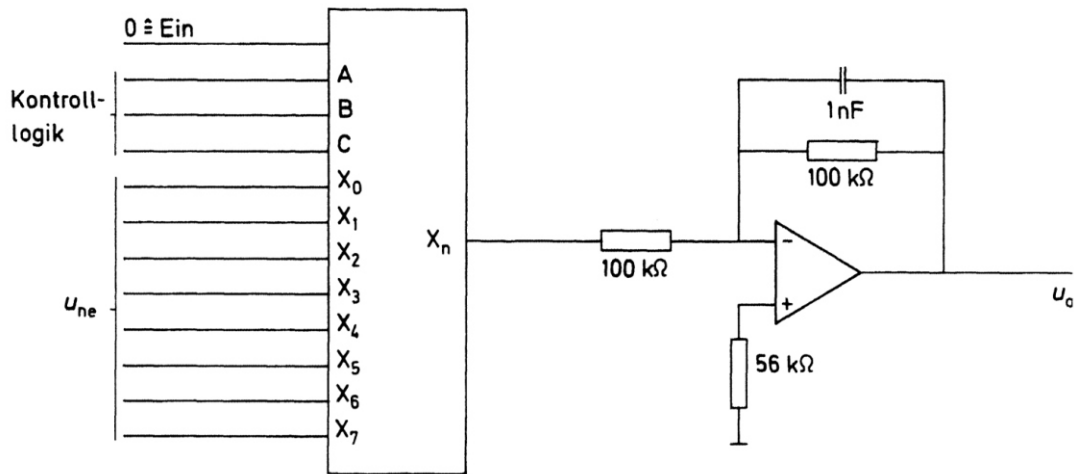


Bild 3.26 CMOS-Schaltkreis 4051 als Analogmultiplexer

Analogspeicher:

Analogspeicher oder Abtast-Halte-Glieder sollen den Augenblickswert der Eingangsspannung halten oder der Eingangsspannung folgen (Bild 3.27).

Das kurzzeitige Speichern (halten) der Spannung ist nur mit Kapazitäten möglich. Das Problem aller Schaltungsvarianten besteht folglich darin, den Ladungsverlust des Kondensators während der Haltephase T_H zu vermeiden.

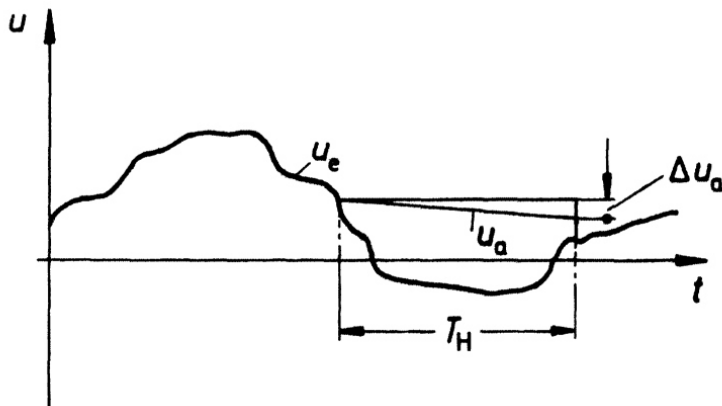
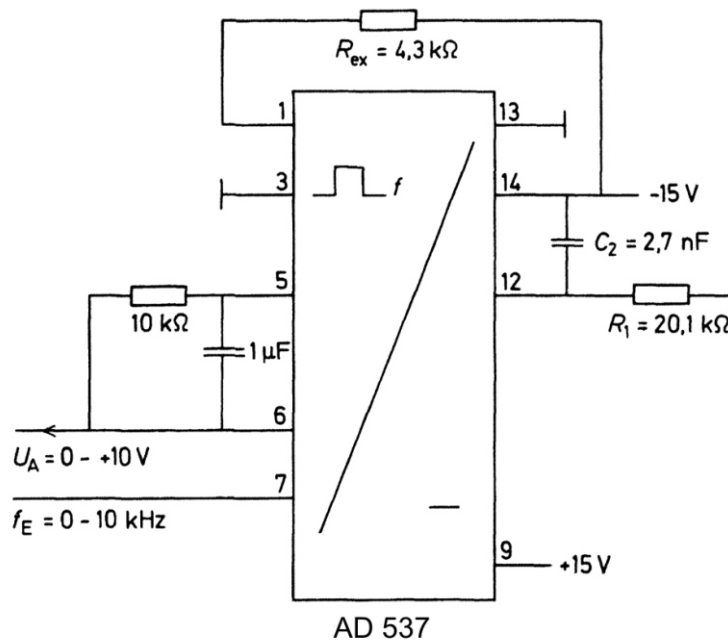


Bild 3.27 Zeitverhalten eines Analogspeichers

Das Prinzip eines Analogspeichers beruht auf der Reihenschaltung zweier OPs mit einem Schalter und einem Kondensator dazwischen (Bild 3.28).

Bild 3.40 f/U -Wandler mit Schaltkreis A-8400

3.8 Interface-Schaltungen

Erhöhen der Ausgangsbelastbarkeit:

Häufig ist es notwendig, die Ausgangsbelastbarkeit eines OP zu erhöhen. Dann muss der Ausgang um einen Leistungsverstärker erweitert werden. Zwei einfache Schnittstellen-Schaltungen dazu zeigt Bild 3.41.

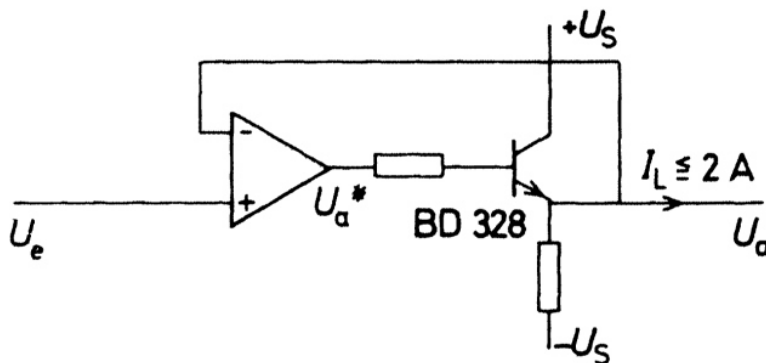


Bild 3.41
Erhöhen der
Ausgangsbelast-
barkeit mit
BD 328

Mit einem nachgeschalteten Darlingtontransistor (BD 328) ist dies realisierbar. Übersteigt die Spannung U_a^* die Basis-Emitter-Schwellspannung U_{BE0} , steuert der Transistor die Kollektor-Emitter-Strecke auf.

Dies geschieht so lange, bis $U_a = U_e$ ist (wegen $U_D = 0$ zwischen E+ und E-). Auf diese Weise können Lastströme (Kollektorströme) bis 2A realisiert werden.

Eine Schaltung mit Laststrombegrenzung stellt Bild 3.42 dar. Wenn der Ausgangsstrom, der mit den Transistoren T1 und T2 gesteuert wird, seinen Nennwert überschreitet, kommen die Transistoren T3 und T4 zum Eingriff.

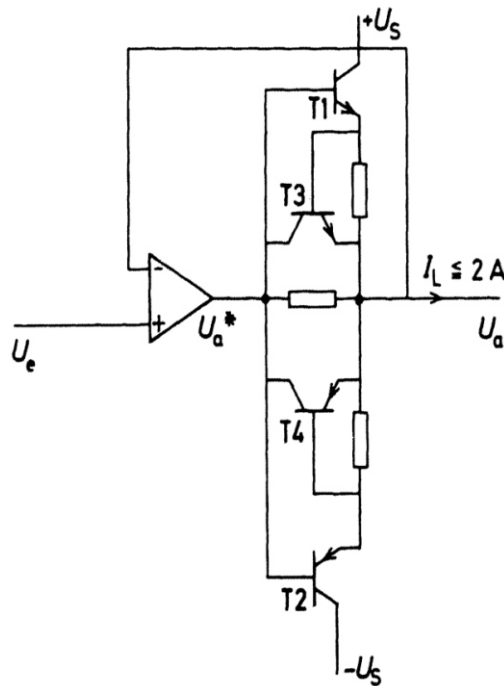


Bild 3.42 Erhöhen der Ausgangsbelastbarkeit mit Strombegrenzung

Je nach Bauart der Transistoren kann die Schaltung ohne weiteres auf 2A Belastung ausgelegt werden. Vorteil dieser Variante ist die Kurzschlussfestigkeit gegen Masse und kurzzeitig auch gegen Speisespannung.

Trennverstärker:

Solche Verstärkeranordnungen werden eingesetzt, wenn beispielsweise weit entfernt erfasste Messwerte möglichst störfrei in eine Schaltung übertragen werden sollen. In Bild 3.43 ist eine solche Anordnung mit Trenntransformatoren dargestellt. Zur Störunterdrückung ist zusätzlich ein Filter nachgeschaltet. Der von der Firma Analog Devices vertriebene Schaltkreis AD277 erfüllt auch die Forderung nach einem geringen Offset, er beträgt lediglich $U_{\text{off}} = 5 \text{ V/ C}$. Mit der speziellen Modular-Demodularschaltung wird eine sehr hohe Gleichtaktunterdrückung von 160dB erzielt, bei einem Eingangsruhestrom von $I_G = 20\text{pA}$.

4 Mess- und Regeltechnik

Die exakte Erfassung physikalischer und abgeleiteter Größen entscheidet über die Güte bzw. Genauigkeit der gesamten mess- und regeltechnischen Aufgabenstellung [6], [14], [15], [16].

Die wichtigsten Messgrößen und ihre analogtechnische Erfassung sind im folgenden Abschnitt dargestellt.

4.1 Messwerterfassung

Die Umformung in einen Messwert erfordert oft die Ausnutzung eines oder mehrerer physikalischer Effekte. Dabei wird ein möglichst linearer Zusammenhang zwischen Messwert und abgeleiteter Spannung innerhalb eines festgelegten Messbereiches angestrebt.

Die genaue analoge Abbildung von Messwerten hängt u.a. von folgenden Werten ab:

- Linearitätsfehler
- Maximalwertfehler
- Nullpunktfehler
- Temperaturdrift
- Umsetzfehler

Da es keinen physikalischen Effekt gibt, der ein unbegrenzt lineares Verhalten zeigt, ist die richtige Einstellung bzw. Wahl des Messbereiches entscheidend (Bild 4.1). Der Entwert der Messwertabbildung ist durch Sättigungseffekte, die Stellgrenze bzw. mechanische Begrenzungen gekennzeichnet.

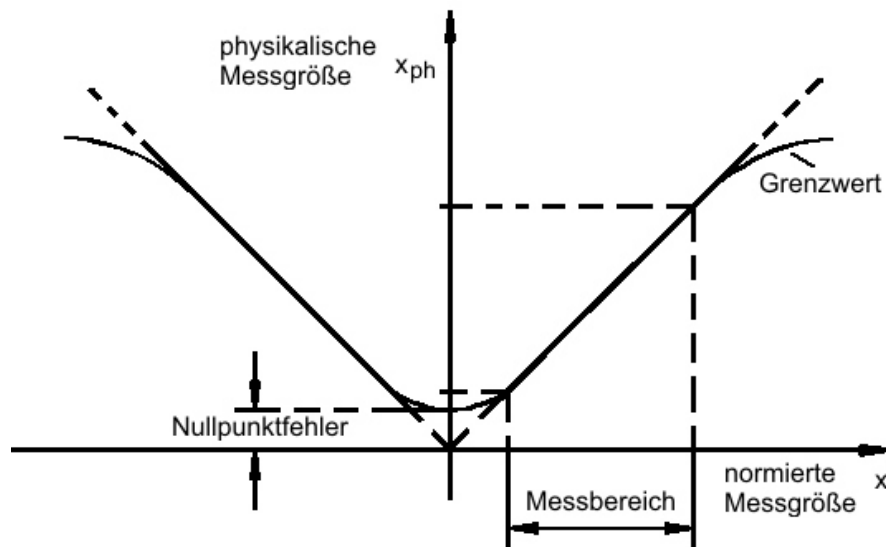


Bild 4.1 Zum Messbereich einer Messwerterfassung

Unvermeidlich sind auch der sog. Nullpunktfehler infolge Messwertrauschen und Nichtlinearität bei sehr niedrigen Signalpegeln.

Die normierte Messgröße x wird schließlich als eingepprägter Strom von $x=4\text{mA} \dots 20\text{mA}$ oder als Spannung von $x=0\text{V} \dots 10\text{V}$ ausgegeben.

Die dynamischen Eigenschaften einer Messeinrichtung für regeltechnische Aufgaben sind durch die Umsetzzeit und Eigenzeitkonstanten gegeben. Eine Regelung ist nur möglich, wenn diese Zeitkonstanten nicht die Größenordnung der wesentlichen Regelstreckenzeitkonstanten aufweisen.

4.1.1 Drehzahlmessung

Die Drehzahl ist ein wichtiger Messwert in der Antriebstechnik. Ihre analoge Abbildung ist mit einem Tachodynamo möglich und in Bild 4.2 dargestellt.

Bei Drehzahlen von 1000/min liefert ein Tachodynamo je nach Type 100V. Daher erfolgt über einen Spannungsteiler die Normierung der Tachospannung auf 10V, so dass sich ergibt:

$$U_i = U_T \frac{R_p + R_2}{R_1 + R_2 + R_p} \quad (4.1)$$

Die Drehzahl ist bei dieser Messwerterfassung in einem Bereich von ca. 10/min bis 1500/min einstellbar. Voraussetzung sind außerdem Widerstände R_1 und R_2 mit sehr niedrigen Toleranzen, damit das Teilverhältnis nicht verfälscht wird.

7.8 Multiplizierer, Dividierer

Mit Hilfe zweier Zähler 4522 und 4560 sowie des Frequenz-Betragsmultiplizierer-Schaltkreises 4527 (decimal rate multiplier) lässt sich die Multiplikation/Division zweier Werte x und y realisieren (Bild 7.39).

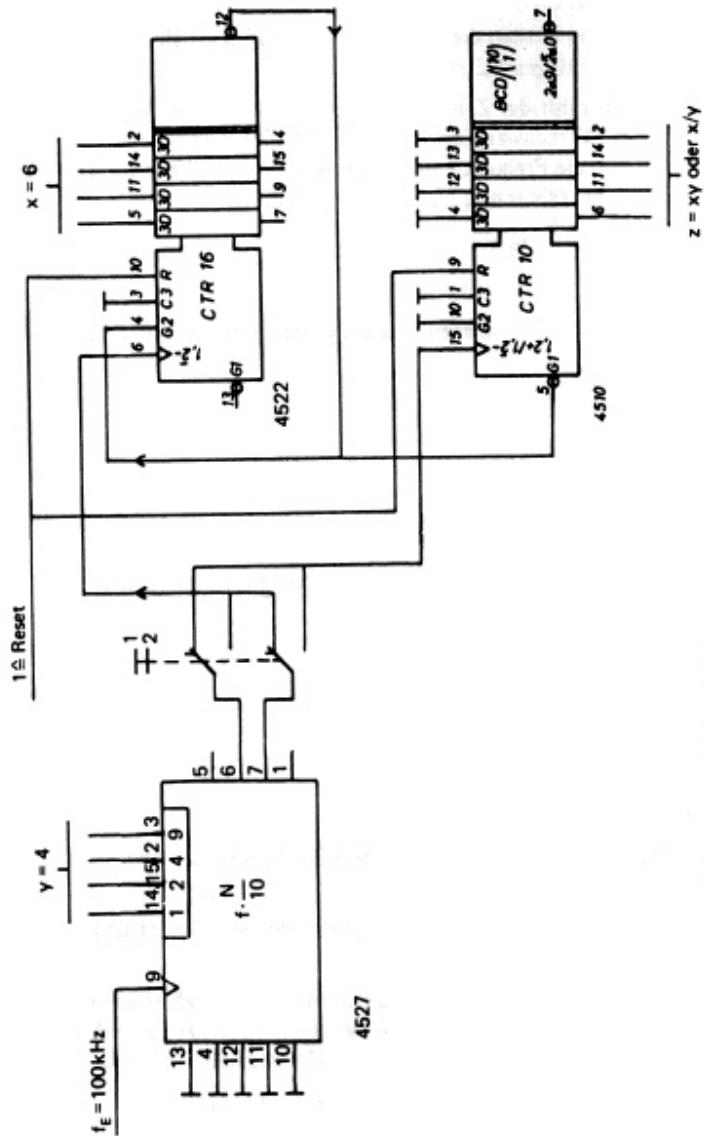


Bild 7.39
Multiplizierer und
Dividierer für 4 Bit

Der Wert x wird in einen Zähler gesetzt. Der Wert y bildet den Bewertungsfaktor (hier 4) für den Betragsmultiplizierer. Bei der Multiplikation werden die Frequenz $f_E/10$ auf den Zähler 4522 und f_A auf den Zähler 4510 geschaltet.

Bei Null beginnend zählt der Zähler 4510 vorwärts und bei x beginnend der Zähler 4522 rückwärts bis Null. Bei Null werden beide Zähler gestoppt. Da die Frequenz des Zählers 4510 y -mal größer war als die Zählfrequenz für den 4522, lautet das Ergebnis:

$$z = x \cdot y = \frac{f_2}{f_1} \cdot x \quad (7.15)$$

Bei der Division werden die Frequenz vertauscht, so dass dann gilt:

$$z = x \cdot y = \frac{f_1}{f_2} \cdot x \quad \text{für } x > y \quad (7.16)$$

Der Frequenz-Betragsmultiplizierer-Schaltkreises 4527 (dezimal rate multiplier) lässt sich auch direkt als Multiplizierer einsetzen, wenn eine der beiden Zahlen eine Konstante ist, die zweite Zahl einer Frequenz f_E entspricht.

Bild 7.40 zeigt dazu das Beispiel $f_A = 0,243 \cdot f_E$. Allgemein gilt für eine dreistufige Ausführung der Schaltung dann:

$$f_A = \left(\frac{N1}{10} \cdot \frac{N2}{100} \cdot \frac{N3}{1000} \right) \cdot f_E \quad (7.17)$$

Dabei ist die Ausgangsfrequenz f_A der Mittelwert der Impulsfolge über ein geschlossenes Zeitintervall mit $N1$ bis $N3$ als BCD-codierte Zahlen.

Die Multiplikation von zwei Zahlen kann man wie schon gezeigt auch durch wiederholende Addition realisieren. Bild 7.41 gibt dazu ein Beispiel.

Dann gilt für das Ergebnis:

$$z = x \cdot y = \sum_{i=1}^x y_i \quad (7.18)$$

Die Zahl y ist ein Summand des Addierers, der Speicherinhalt ist der zweite. Mit dem Startimpuls wird der Speicher gelöscht und der Zähler auf die Zahl x gesetzt. Jeder Takt der Frequenz f_C setzt den Speicher auf das Ergebnis z der Addition, während der Zähler gleichzeitig nach Null zählt. Bei einer Ausführung der Schaltung mit 4 Dekaden und $f_C=1\text{MHz}$ beträgt die Rechenzeit (für $x=9999$) ca. 10ms.

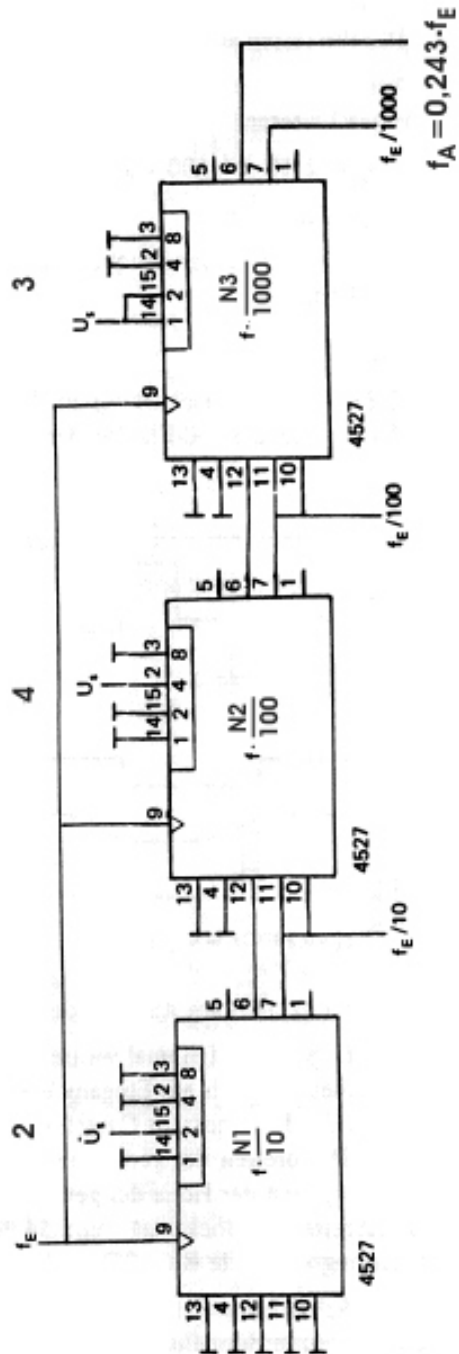


Bild 7.40
Frequenz-Multiplizierer mit
Schaltkreis 4527

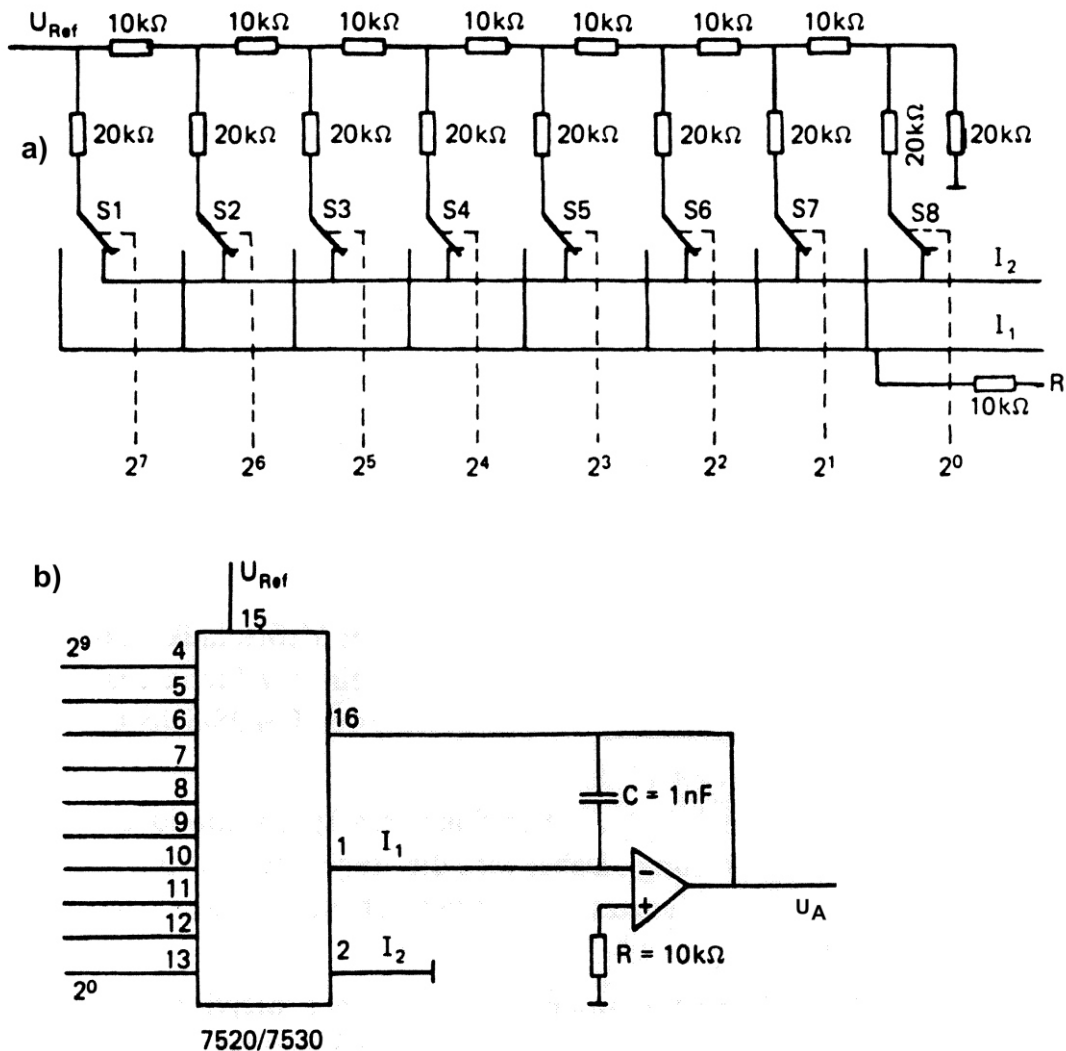


Bild 7.42 a) Prinzip des Kettenleiters und b) 10 Bit D/A-Wandler

Hochauflösende D/A-Wandler mit äußerst geringem Linearitäts- und Umsetzfehler sind für den industriellen Einsatz insbesondere in der Regeltechnik wichtig. Als Funktion in einer Leiterplatte für den Einbau in einem Schaltschrank (nach DIN-41612) zeigt Bild 7.43 eine Gerät der Firma ABB.

Kernstück der Leiterplatte ist der D/A-Wandler DAC71-CCD von Burr BROWN für die Umcodierung von 4-dekadigen BCD-Zahlen (1 - 9999) in eine Spannung (1mV - 9999mV). Seine Nichtlinearität beträgt lediglich 0,005%.

Für die Anzeige der Digitalzahlen ist eine 4-dekadige 7-Segment-Anzeige eingebaut, die über vier 7-Segment-Umcodierer 4511 und Widerstands-ICs angesteuert wird. Die Signalpegel (z.B. von Schaltpulsen) liegen bei +24V oder +60V und müssen auf den CMOS-Pegel (maximal +15V) angepasst werden. Dies wird mit den Interface-Schaltkreisen SAA1029 realisiert.

Digitalvoltmeter sind eine typische Anwendung für A/D-Wandler. Für den Umsetzvorgang muss die Eingangsspannung U_E in den Wandler kurzzeitig konstant gehalten werden. Dies wird mit einer Sample-Hold-Schaltung (Abschnitt 3.5) realisiert. Nach dem Sukzessiv-Approximations-Verfahren wird die vorgegebene Spannung solange mit der bewerteten Referenzspannung U_{Ref} verglichen, bis beide übereinstimmen (Bild 7.44).

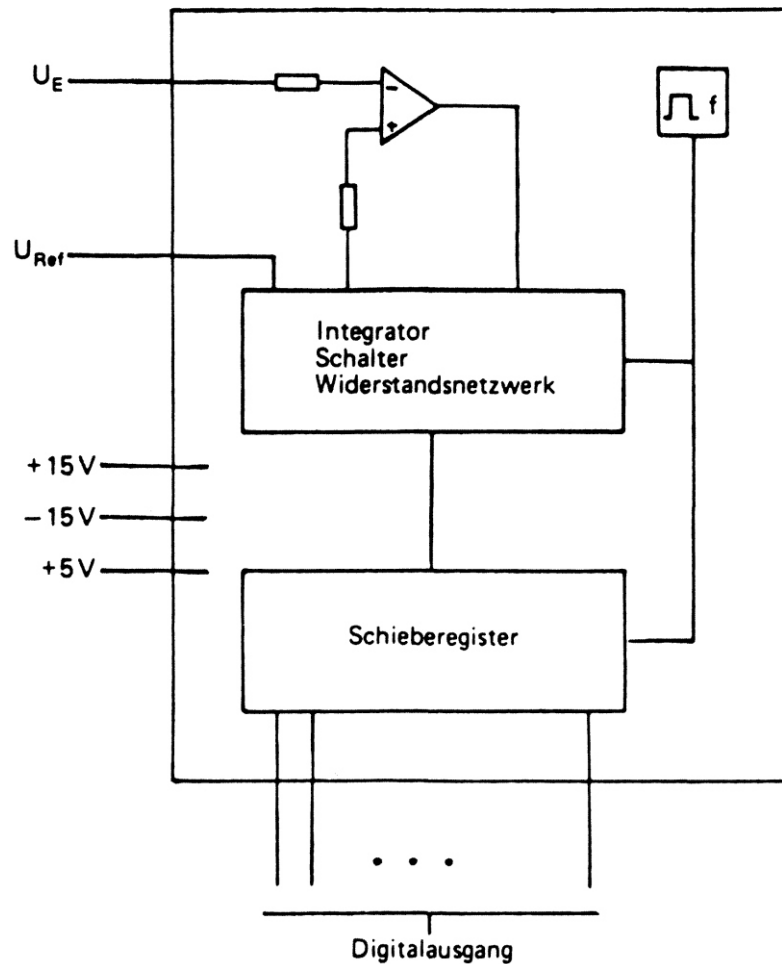


Bild 7.44 A/D-Wandler nach der Sukzessiv-Approximation

Die Bewertung geschieht durch fortlaufende Taktung der Schaltung mit einer schaltkreisinternen Frequenz. Nach der Gleichheit von $U_E = U_{Ref}$ wird das Bitmuster in ein Schieberegister gespeichert

Wenn die Eingangsspannung U_E kontinuierlich verändert werden kann, muss auch die A/D-Wandlung kontinuierlich verlaufen. In diesem Fall wird dem Wandler eine Pulsfolge mit einem Oszillator vorgegeben und nach einer kurzen Verzögerungszeit das jeweilige Bitmuster gespeichert. Bild 7.45 zeigt dazu eine Applikation.

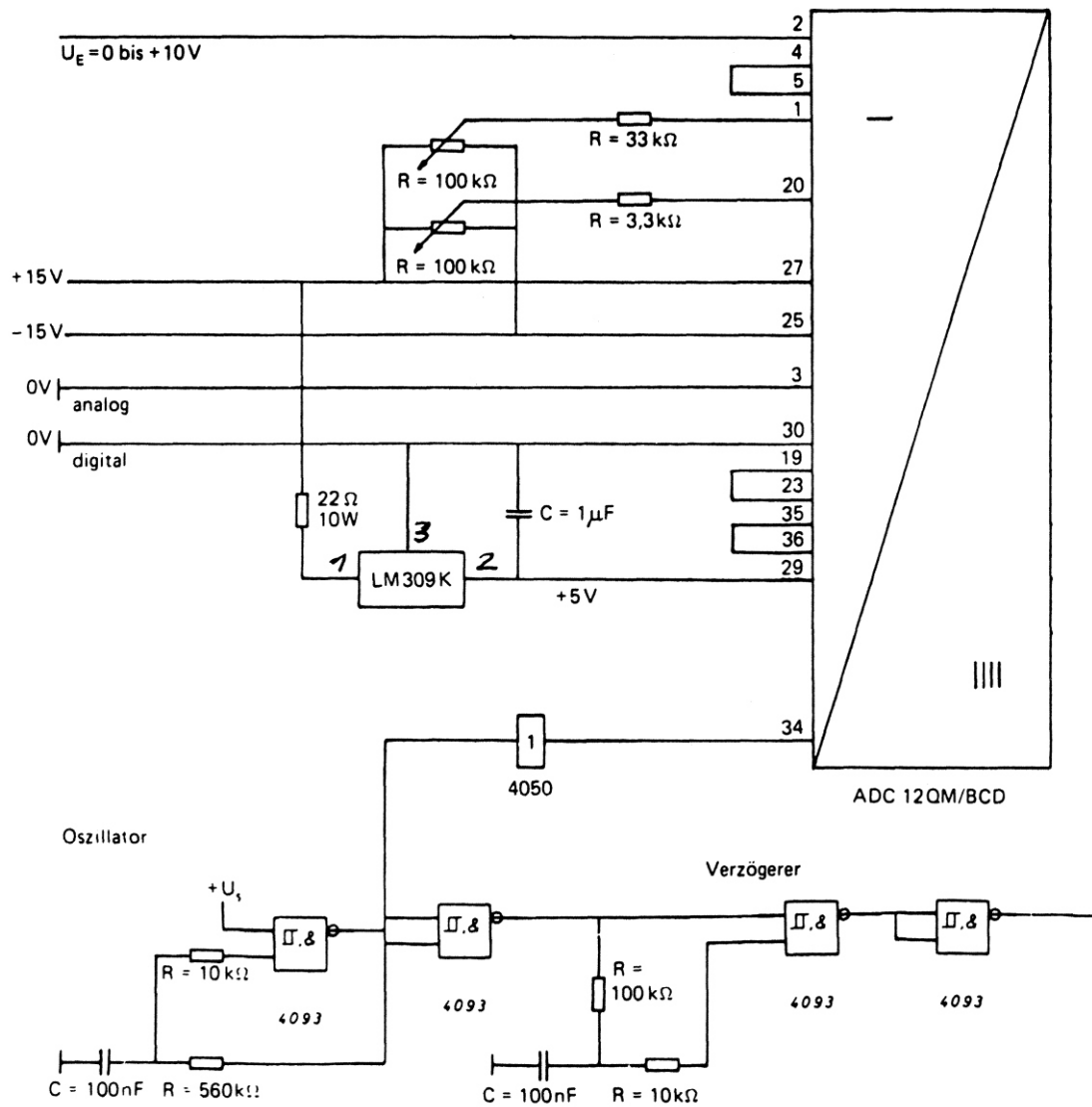
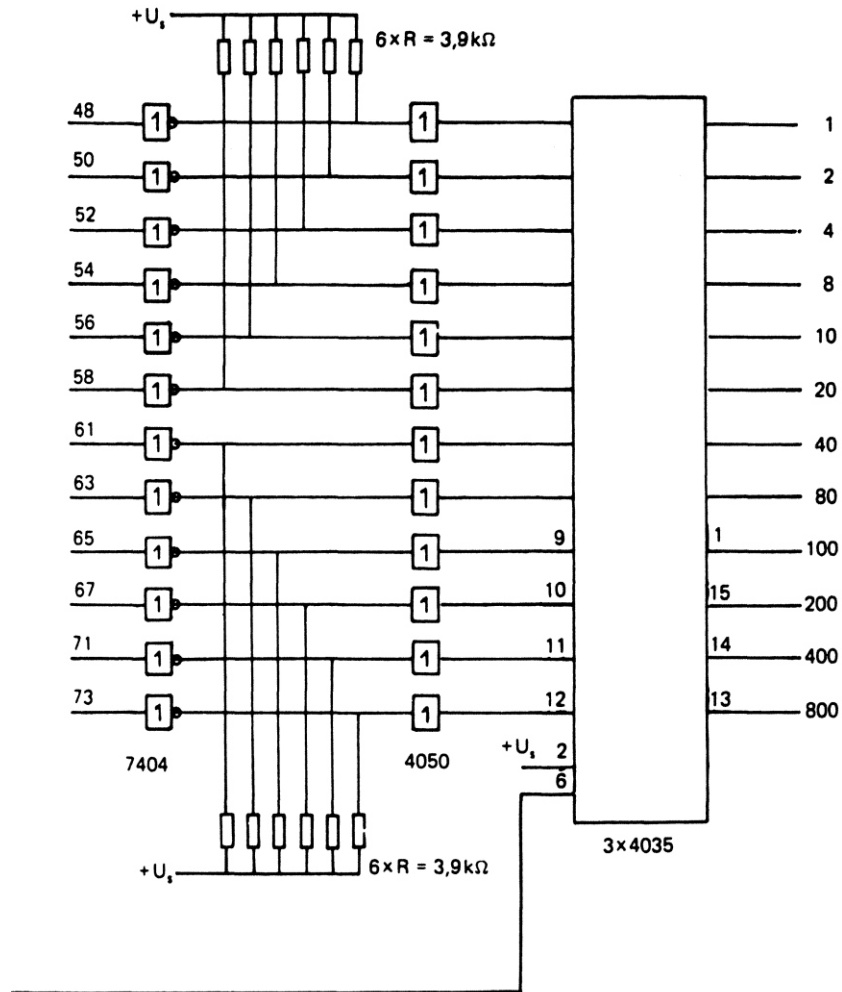


Bild 7.45 A/D-Wandler mit Speicher 4035 für $U_E=0\text{V}$ bis $+10\text{V}$



Umsetzung Industriepegel in CMOS-Pegel:

Für die Ansteuerung von CMOS-Schaltkreisen mit dem gebräuchlichen Industriepegel +24V bieten sich verschiedene Schaltungsvarianten an.

In Bild 7.46a wird dazu ein Spannungsteiler eingesetzt. Damit die Eingangssignale in die CMOS-Schaltung deren Speisespannung (hier wahlweise +12V) nicht überschreiten, werden zwei Dioden zur Ableitung von Überspannungen eingesetzt.

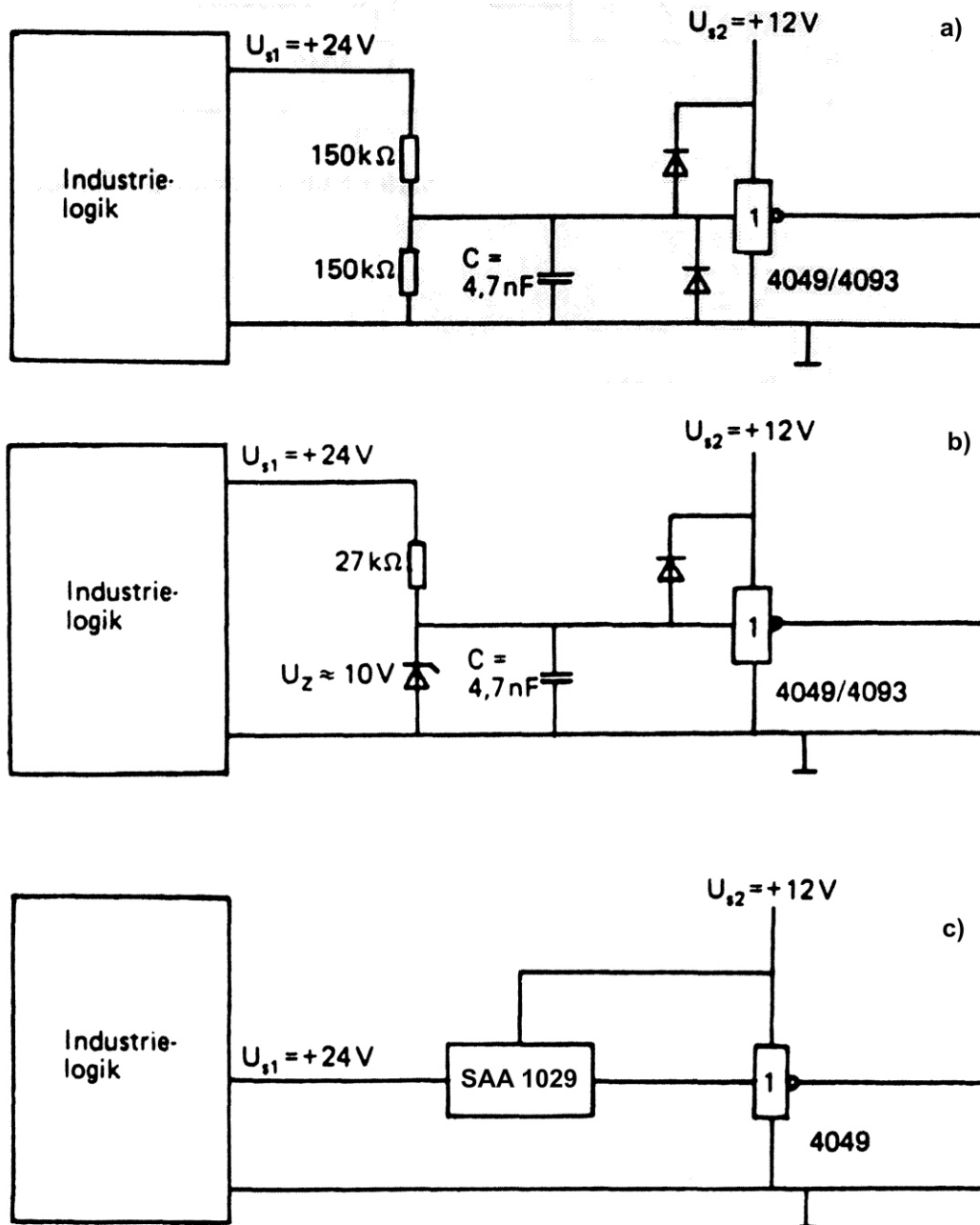


Bild 7.46 Umsetzung von Industriepegel in CMOS-Pegel

An Stelle des Spannungsteilers kann auch eine Zenerdiode eingesetzt werden, deren Zenerspannung etwa dem Speisespannungspegel (hier +12V) der CMOS-Schaltung entspricht (Bild 7.46b). Der vorgeschaltete Widerstand von 27k Ω begrenzt dabei den Strom durch die Zenerdiode auf ca. 1mA.

Der Schaltkreis SAA1029 eignet sich besonders zur Pegelanpassung. Sein Eingangssignalpegel kann bis zu +60V betragen (Bild 7.46c). Über einen Zusatzeingang kann der Signalpegel seines Ausgangs auf Spannungen kleiner als der Eingangspegel frei eingestellt werden, hier auf +12V.

Umsetzung TTL- in CMOS-Pegel:

Der Standard-TTL-Signalpegel beträgt +5V. Mit diesem Pegel können auch CMOS-Schaltkreise betrieben werden (Bild 7.47a). Dazu werden ein TTL-Schaltkreis (7404) und ein CMOS-Schaltkreis (z.B. 4049) hintereinander geschaltet. Da das 1-Signal des TTL-Ausgangs jedoch kleiner als +5V ist, wird der Pegel mit einem sog. Pull-up-Widerstand auf den CMOS-Pegel angehoben.

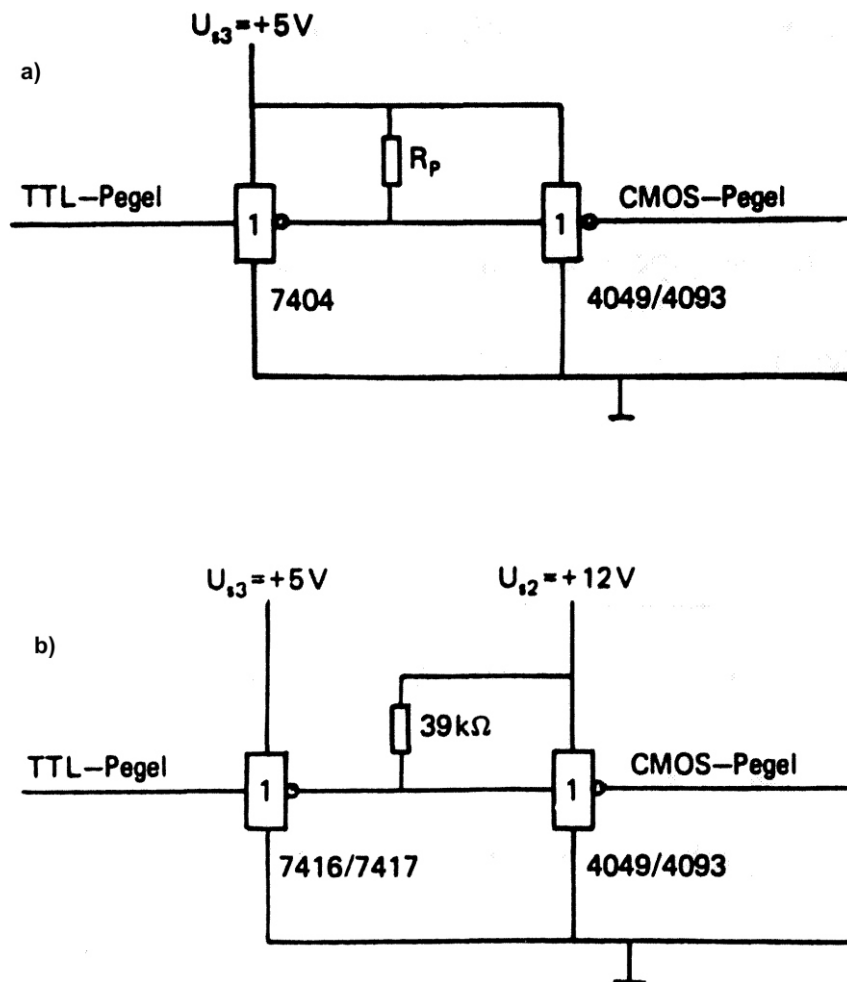


Bild 4.47 Umsetzung TTL- in CMOS-Pegel

Für den jeweils artspezifischen zulässigen maximalen Ausgangsstrom von TTL-Schaltkreisen gibt Tabelle 7.9 die passenden Pull-up-Widerstände an.

	7404	7404H	7404L	7404LS	7404S
R_{Pmin}	390	270	1,5k	820	270
R_{Pmax}	4,7k	4,7k	27k	12k	4,7k

Tabelle 7.9 Externe Pull-up-Widerstände verschiedener TTL-Schaltkreise

Will man den TTL-Pegel von +5V auf auf einen höheren CMOS-Pegel anheben, benötigt man TTL-Schaltkreise mit offenem Kollektor (Bild 4.47b). Die Schaltkreise 7416 oder 7417 sind dazu geeignet.

Operationsverstärker steuert CMOS-Schaltung:

Üblicherweise liegen die Speisespannungen von Operationsverstärkern bei 15V. Steuert man damit direkt einen CMOS-Schaltkreis an, wird mit zwei Dioden der Eingangs-Signalpegel auf die Speisespannung der CMOS-Schaltung begrenzt (Bild 7.48a).

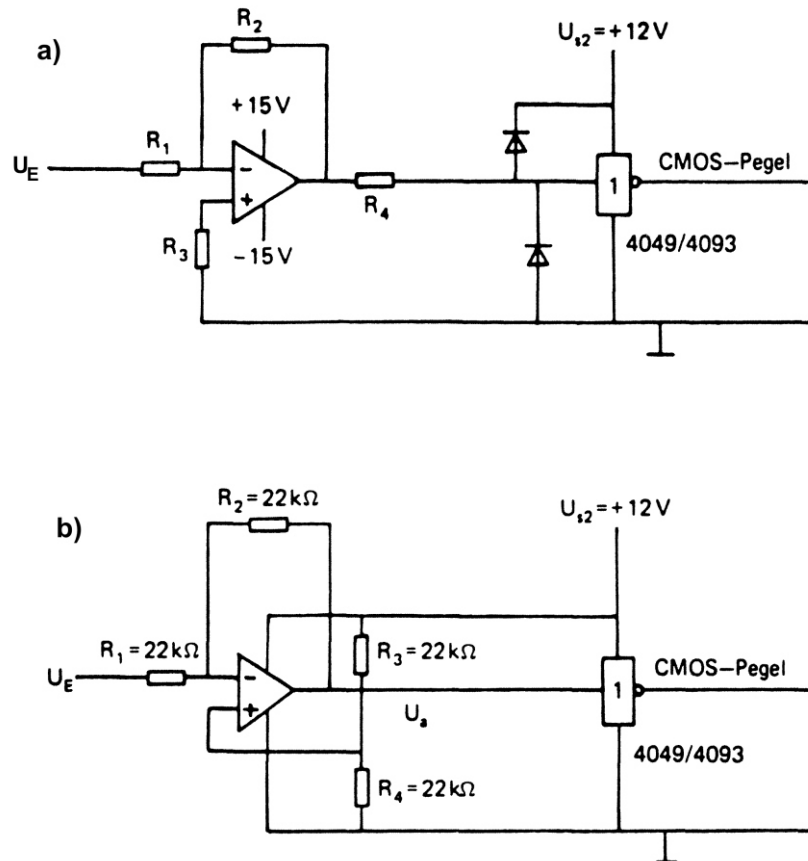


Bild 4.48 Operationsverstärker steuert CMOS-Schaltung an

Bei gemeinsamer Speisespannung von OP und CMOS-Schaltung (hier +12V), wird der nicht invertierende Eingang des OPs über einen Spannungsteiler angesteuert (Bild 7.48b). Die Gleichung der Ausgangsspannung des OPs lautet dann:

$$U_a = U_{s2} - U_E \quad \text{für} \quad R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

Damit ist sichergestellt, dass der CMOS-Pegel jeweils nur zwischen 0V und +12V liegt.

Berührungstaster steuert CMOS-Schaltung:

Kapazitiv arbeitende Berührungstaster findet man in zahlreichen Anwendungen Unterhaltungselektronik, in Aufzügen usw. Bild 7.49 zeigt dazu eine Applikation zur Ansteuerung eines CMOS-Flip-Flops.

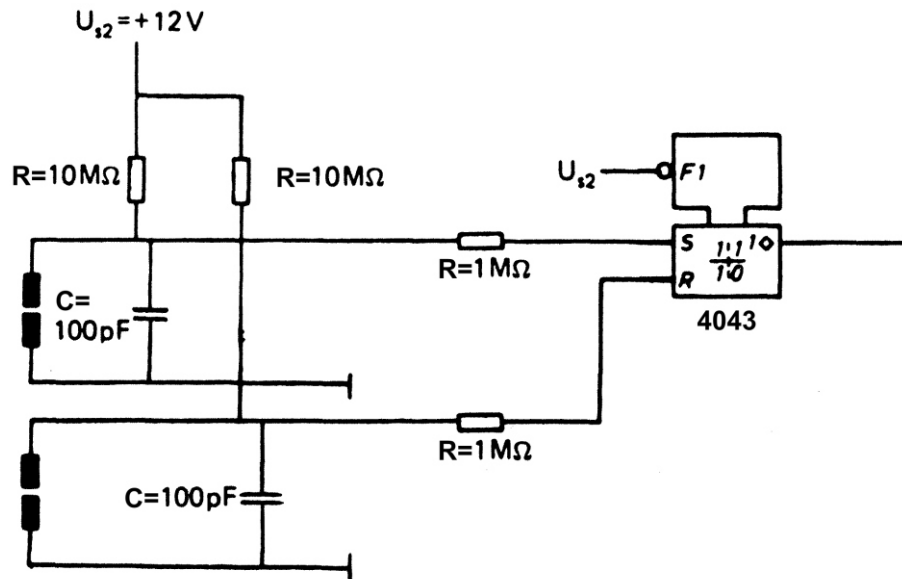


Bild 7.49 Berührungsschalter steuert RS-Flip-Flop an

Mit dem Einschalten der Speisespannung laden sich die beiden Kondensatoren auf. An den Flip-Flop-Eingängen liegt nun 1-Signal an. Damit steht der Ausgang ebenfalls auf 1-Signal. Bei Berührung des oberen Schalters überbrückt man den parallel liegenden Kondensator und das Setz-Signal am RS-Flip-Flop geht auf Null. Das Flip-Flop wird nun für die Zeit des Berührens gelöscht.

Impulsgeber steuert CMOS-Schaltung:

In der digitalen Signalverarbeitung werden häufig Impulsgeber zur Messung eingesetzt. Zur störfreien Übertragung der Impulsfolge und galvanischen Entkopplung ist dann der Einsatz eines Optokopplers das Mittel der Wahl. Bild 7.50 zeigt eine passende Schaltungsvariante.

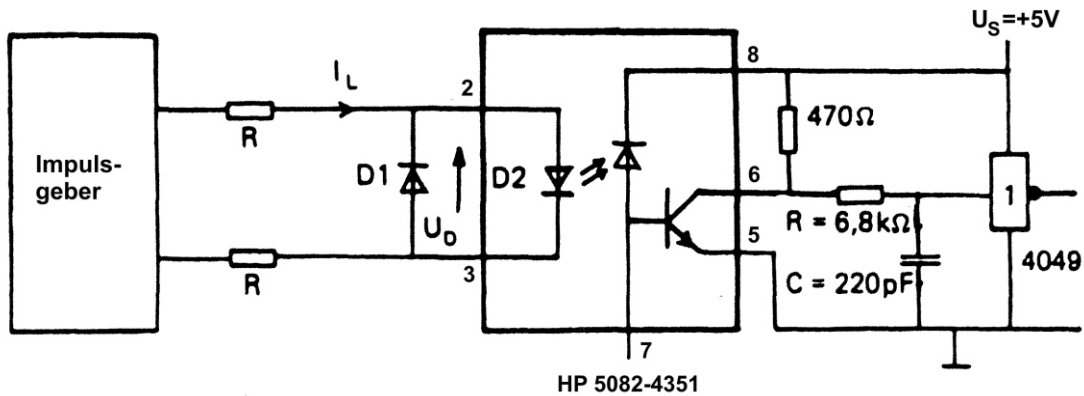


Bild 7.50 Impulsgeber steuert CMOS-Schaltung über Optokopler

Für zwei um 180° versetzte Impulsfolgen am Ausgang des Impulsgebers ergibt sich dann eine positiver oder negativer Strom I_L an den Dioden D1 und D2. Für $+I_L$ schaltet die Diode D2 durch, öffnet die Basis-Emitter-Strecke des Transistors, und legt somit den Eingang des CMOS-Schaltkreises 4049 an Masse (0-Signal). Bei $-I_L$ schaltet die Freilauf-Diode D1 durch und schließt den Stromkreis mit dem Impulsgeber. Gleichzeitig sperrt Diode D2, also auch der Transistor, so dass am Eingang des CMOS-Schaltkreises 1-Signal anliegt. Der zusätzliche passive Tiefpass mit $R=6,8k$ und $C=220pF$ dämpft Frequenzen ab ca. $668kHz$ ab. Für die Dimensionierung der Widerstände auf der Zuleitung zum Optokopler gilt:

$$R = \frac{U_{\text{Geber}} - U_D}{2I_L}$$

Bei $U_{\text{Geber}}=+24V$, $U_D=1,3V$ und $I_L=8mA$ ergibt sich für R $1,5k$

Umsetzung CMOS-Pegel in Industriepiegel:

Mit Hilfe eines Transistors am Ausgang eines CMOS-Schaltkreises können Industriepiegel (hier +24V) angesteuert werden (Bild 7.51). Dabei muss der Basisstrom des Transistors kleiner sein als der maximal zulässige Ausgangsstrom des CMOS-Schaltkreises. Für solche Aufgaben verwendet man den Buffer Inverter 4049 oder den Buffer 4050. Für solche Aufgaben verwendet man den Buffer Inverter 4049 oder den Buffer 4050.

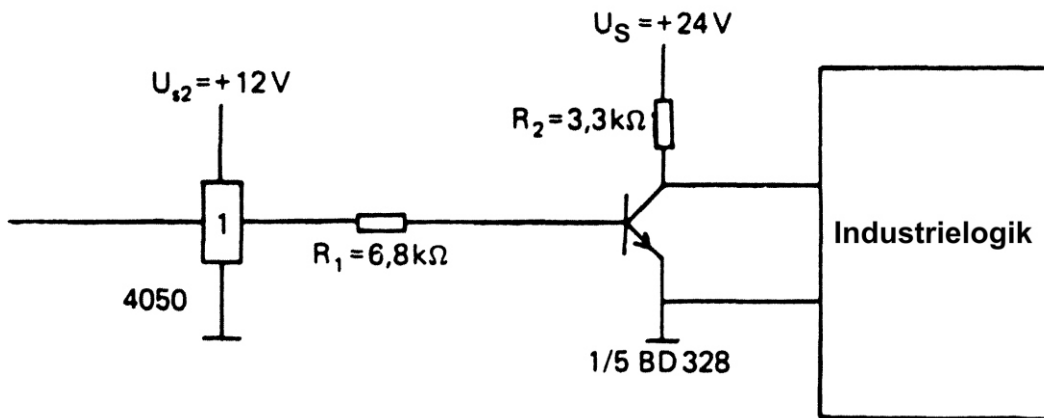


Bild 7.51 Umsetzung CMOS- in Industriepiegel

Mit den Widerständen von 6,8k und 3,3k im Basis- und Kollektorkreis bekommt man für den Darlingtontransistor BD 328 die passende Basis- und Kollektorstrombegrenzung.

Umsetzung CMOS- in TTL-Pegel:

Der Übergang vom CMOS- in den TTL-Pegel kann ohne Zusatzelemente vorgenommen werden (Bild 7.52). Dabei wird der Buffer Inverter 4049 mit seiner Speisespannung einfach auf +5V gelegt.

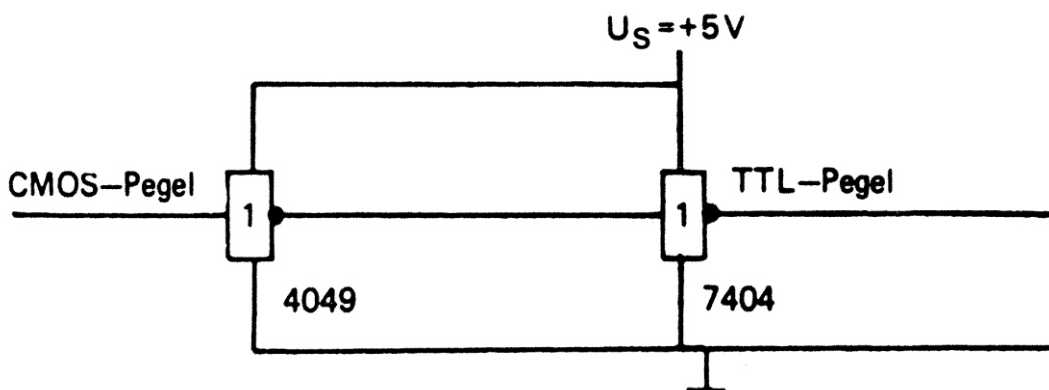


Bild 7.52 Umsetzung CMOS- in TTL-Pegel

CMOS-Schaltung steuert LEDs:

Für die Ansteuerung von LEDs wird der Schaltkreis 4049 eingesetzt, da er größere Ausgangsbelastungen zulässt. Eine einzelne Leuchtdiode kann man wie in Bild 7.53a gezeigt ansteuern. Für den strombegrenzenden Widerstand gilt:

$$R = \frac{U_{s2} - U_F}{I_L} = \frac{12\text{V} - 1,7\text{V}}{13\text{mA}} \approx 820$$

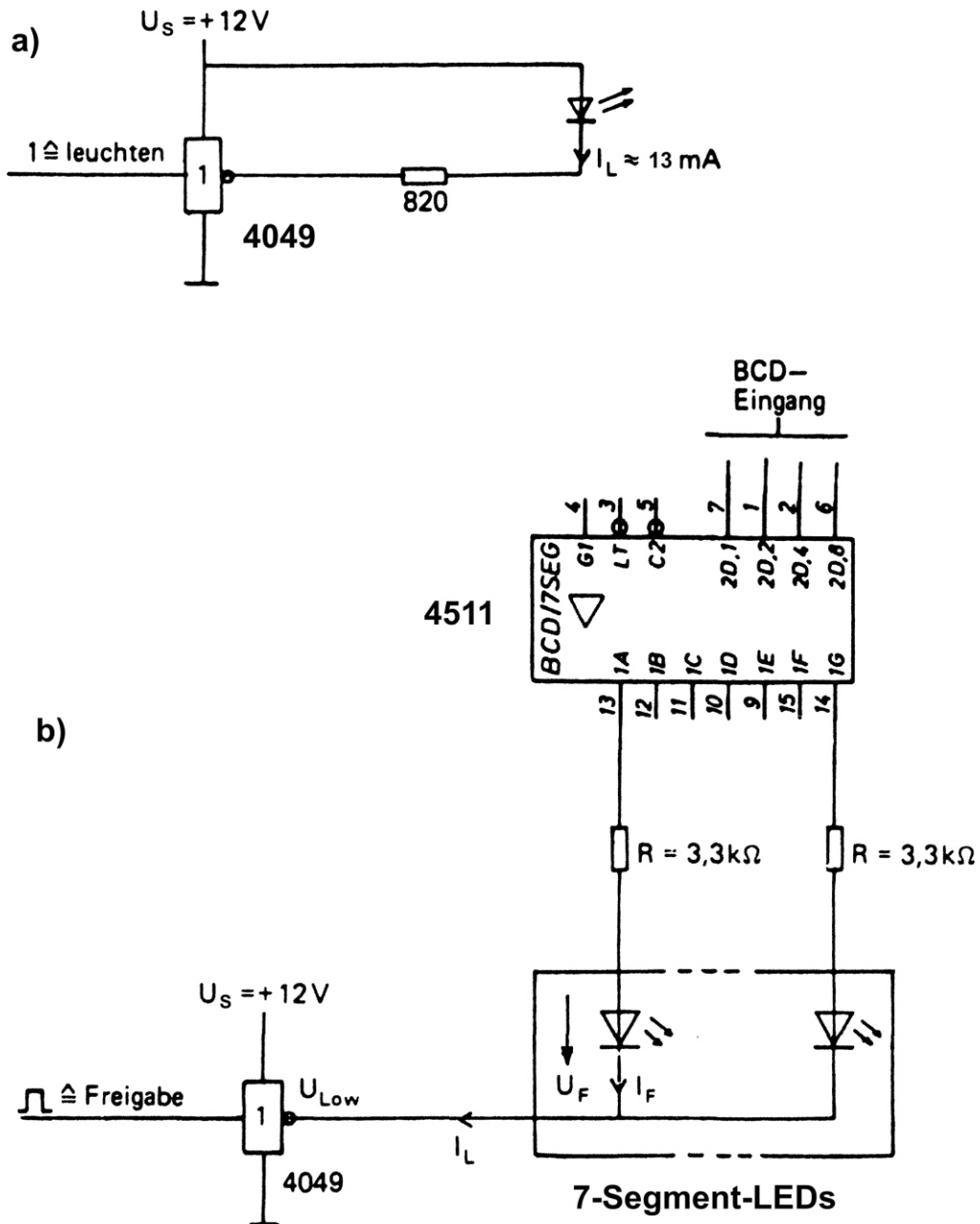


Bild 7.53 Ansteuerung von LEDs mit CMOS-Schaltkreisen

Die Ansteuerung von 7-Segment-Anzeigen kann bei gemeinsamer Kathode der Anzeige ebenfalls mit dem Buffer Inverter 4049 erfolgen (Bild 7.53b). Für eine geringere Verlustleistung wird die Anzeige im Pulsbetrieb angesteuert.

CMOS-Schaltung steuert Thyristor:

Ebenfalls mit einem Buffer 4050 kann der Gate-Eingang direkt angesteuert und der Thyristor damit gezündet werden. Zur Strombegrenzung auf ca. 1mA wird ein Widerstand von 12k (bei $U_S=+12V$) vorgeschaltet (Bild 7.54).

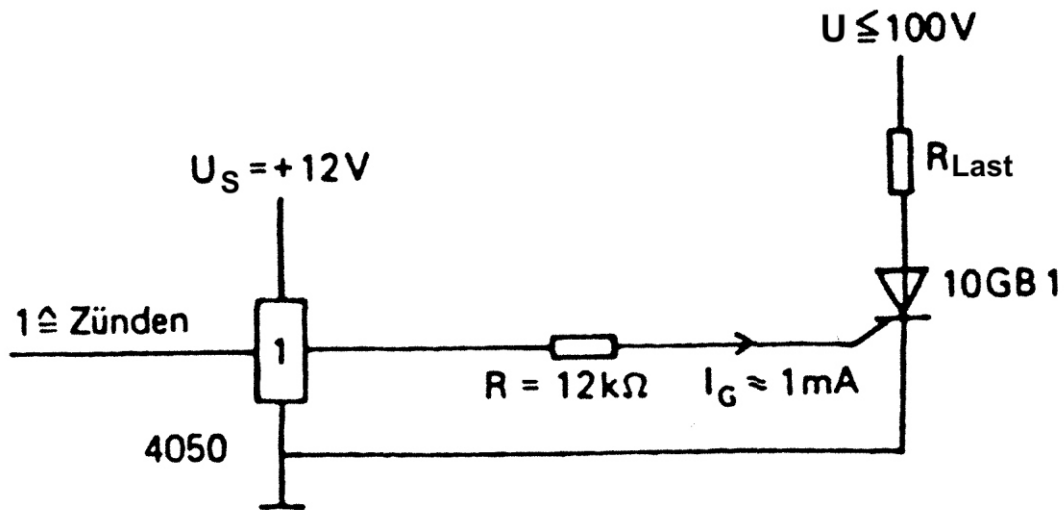


Bild 7.54 CMOS-Schaltung zündet Thyristor

Erhöhen der Ausgangsbelastbarkeit:

Durch das Parallelschalten von Buffer Invertern 4049 kann die Ausgangsbelastbarkeit einer CMOS-Schaltung erhöht werden. Auf diese Weise können Leuchtmelder, Relais oder ähnliches direkt angesteuert werden (Bild 7.55). Unter Beibehaltung der Logik von Eingangs- und Ausgangssignal können mit einem einzigen Schaltkreis 3 mal $I_{Amax}=3,5mA$, also 10,5mA Ausgangsstrom erreicht werden (bei $U_S=+15V$, ohne Kühlkörper).

Die Schaltung wird kurzschlussfest, wenn zusätzlich ein Widerstand R_A am Ausgang des Schaltkreises eingebaut wird. Für diesen gilt:

$$R_A = \frac{U_S}{n I_{Amax}} \quad 1,5k \quad \text{mit } n = \text{Anzahl der Parallelzweige}$$

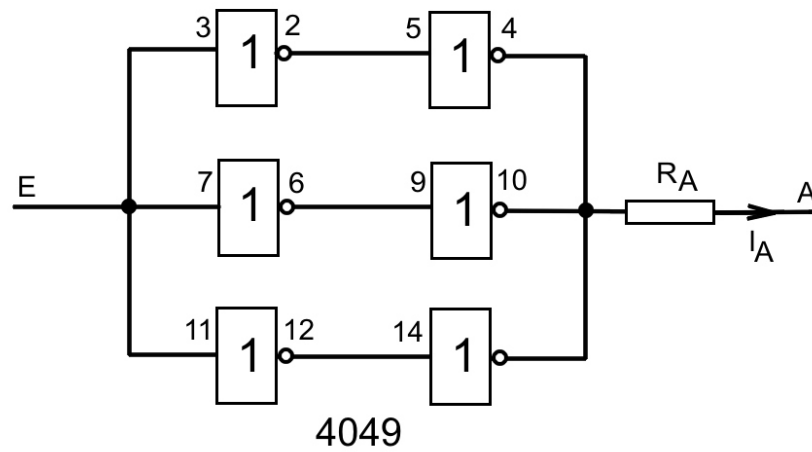


Bild 7.55 Erhöhen der Ausgangsbelastbarkeit durch Parallelzweige von 4049

8 Spezielle CMOS-Schaltungen

Mit den Kenntnissen aus den vorangegangenen Abschnitten sollen hier weitere CMOS-Applikationen aus der industriellen Praxis aufgezeigt werden.

8.1 Richtungserfassung bei Impulsgebern

Die Drehrichtungserfassung von Impulsgebern ist für zahlreiche messtechnische Aufgaben wichtig. Am Impulsgeberausgang liegen u.a. zwei 90° versetzte Spuren A und B vor, aus denen die Drehrichtung und ein Zähltakt für nachgeschaltete Zähler ermittelt werden kann. Eine Schaltungsvariante mit verschiedenen Logik-Gattern, Zeitgliedern und einem Flip-Flop ist in Bild 8.1 dargestellt.

Mit einem Startimpuls beim Zuschalten der Speisespannung wird das Flip-Flop auf 1-Signal gesetzt. Die Vorwärtsrichtung des Impulsgebers ist gegeben, wenn die 0-1-Flanken der Spur A vor denen der Spur B kommen.

Verknüpft man mit einem UND-Gatter das Signal \overline{AB} über einen Verzögerer-Verlängerer mit der Impulsfolge von Spur B, erhält man das Setzsignal für die Vorwärtsrichtung. Das Setzsignal für die Rückwärtsrichtung ergibt sich analog dazu durch die Verknüpfung von \overline{AB} mit der Spur A über ein UND.

Die Zählrichtung vorwärts bleibt nun solange erhalten wie Spur A vor Spur B kommt. Ein nachgeschalteter Zähler zählt dann mit den Zählimpulsen vorwärts oder rückwärts eine Impulsfolge ein. Die Zählimpulse werden dabei aus dem invertierten Signal der Spur B gebildet.

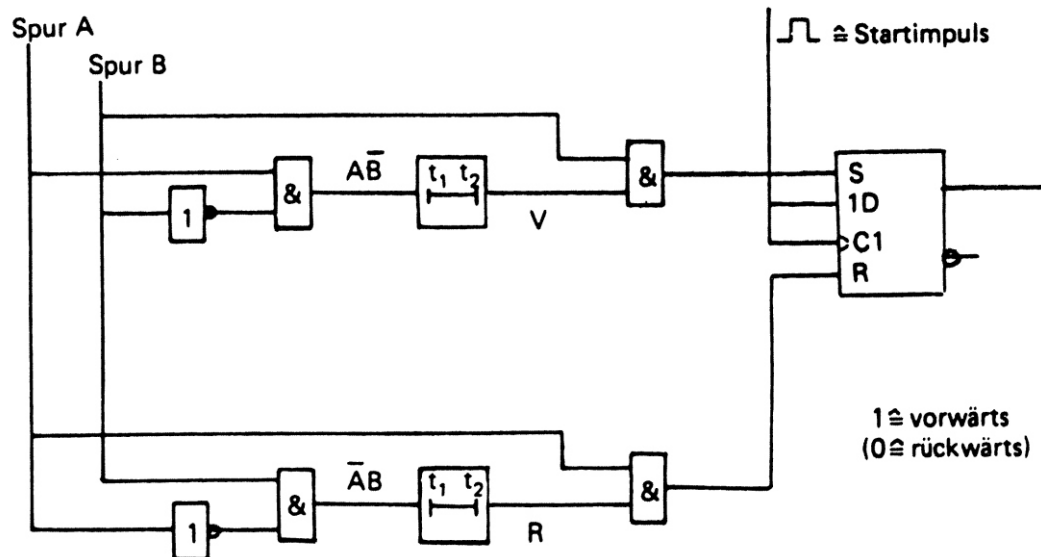
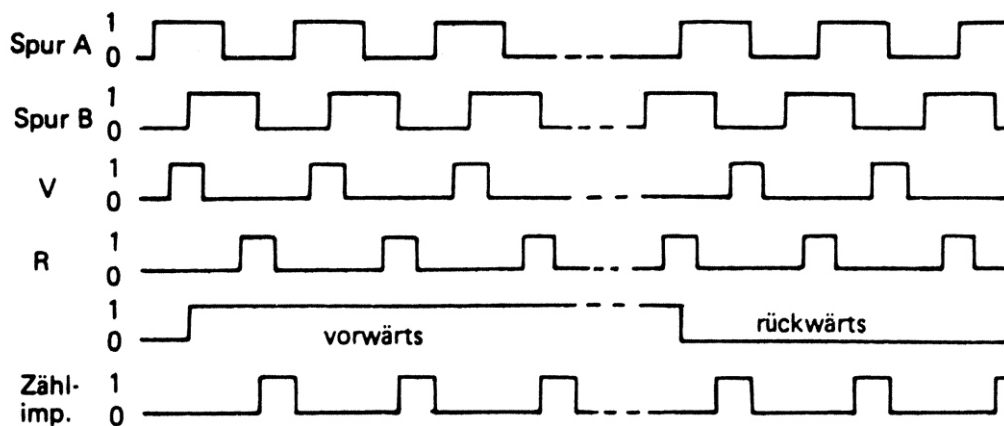


Bild 8.1 Drehrichtungserfassung von Impulsgebern

8.2 Paritätsprüfung

Der sog. "parity check" kann bei Binär- bzw. Dual-Codes mit Hilfe eines Prüfbits erreicht werden. Der Code wird dabei auf paarweise gerad- und ungeradzahlige Bitanzahl abgefragt. Die geradzahlige Abfrage $y(2k)$ ist in Tabelle 8.1 für einen 4-stelligen Code aufgeführt.

10.2.4 Ampelsteuerung

Ein Fußgängerüberweg soll mit einer Ampelanlage versehen werden. Die Funktionsweise wurde bereits für eine Hardware-Lösung in CMOS-Technik im Abschnitt 8.4 erklärt.

Am Tage wird der reguläre Zyklus gefahren. Durch den Schalter am Eingang 0.0 wird für Nachtbetrieb ein Blinkvorgang eingestellt, der die Straßenbenutzer auf einen Fußgängerübergang hinweisen soll [42]. Um für den Zähler einen Takt zu erhalten rufen wir über STEP7, SIMATIC S7 300 die Hardware - Konfiguration auf. Über die aufgerufene CPU wird das Register Zyklus/Taktmerker geöffnet, der Taktmerker aktiviert und das MB100 zugeordnet, danach gespeichert und übertragen.

Da das Taktmerkerbyte Frequenzen von 0.5Hz im Bit 7 bis 10 Hz im Bit 0 anbietet, wird in dieser Anwendung die Frequenz von 1Hz also das Bit 5 ausgewählt.

Nachdem der Zähler zu zählen begonnen hat, müssen entsprechend der Logik für die Ampelphasen die verschiedene Leuchten (Rot, Gelb, Grün) angesteuert werden. Der Ablaufplan der einzelnen Ampelphasen für die Fußgänger- und Verkehrsampel ist in Bild 10.12 dargestellt.

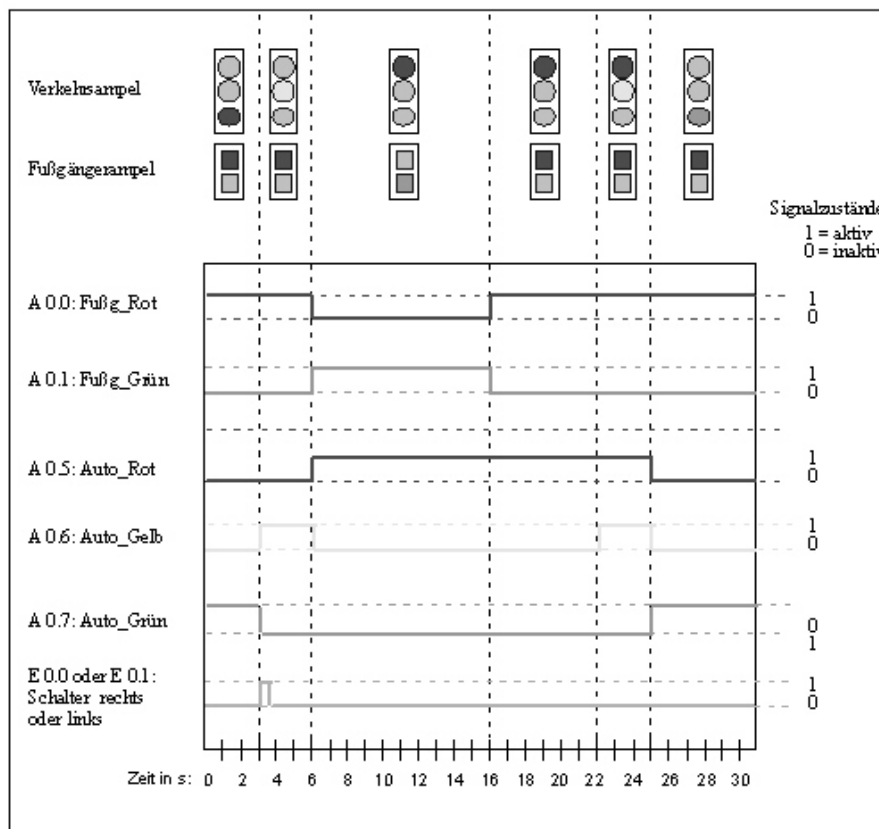


Bild 10.12 Ablaufplan der Ampelphasen

Die Festlegung der Symbolik, Adressen, Datentypen und zugehörigen Kommentare zur Programmierung zeigt die folgende Tabelle 10.7.

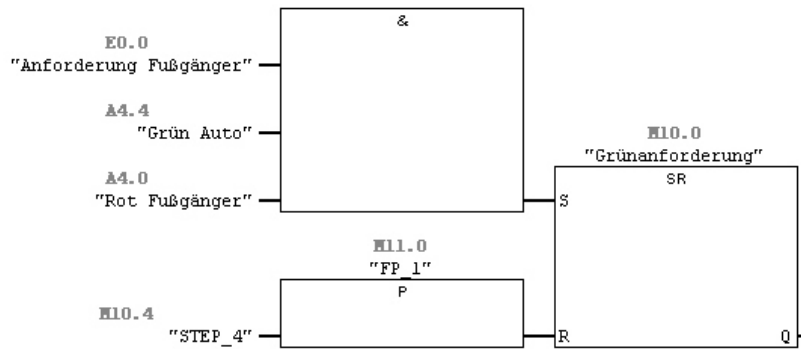
Symbole	Adressen	Datentypen	Kommentare
ROT_Fussgaenger	A4.0	BOOL	ROT für Fußgänger
GRUEN_Fussgaenger	A4.1	BOOL	Grün für Fußgänger
ROT_Auto	A4.2	BOOL	Rot für Pkw
GELB_Auto	A4.3	BOOL	Gelb für Pkw
GRUEN_Auto	A4.4	BOOL	Grün für Pkw
Anforderung Fussgaenger	E0.0	BOOL	Anforderung Fußgänger
Gruenanforderung	M10.0	BOOL	
STEP_1	M10.1	BOOL	
STEP_2	M10.2	BOOL	
STEP_3	M10.3	BOOL	
STEP_4	M10.4	BOOL	
FP_1	M11.0	BOOL	
FP_2	M11.1	BOOL	
FP_3	M11.2	BOOL	
FP_4	M11.3	BOOL	
Takt 1s (1Hz)	M100.5	BOOL	Taktfrequenz 1Hz

Tabelle 10.7 Symbole, Adressen und Datentypen zur Ampelsteuerung

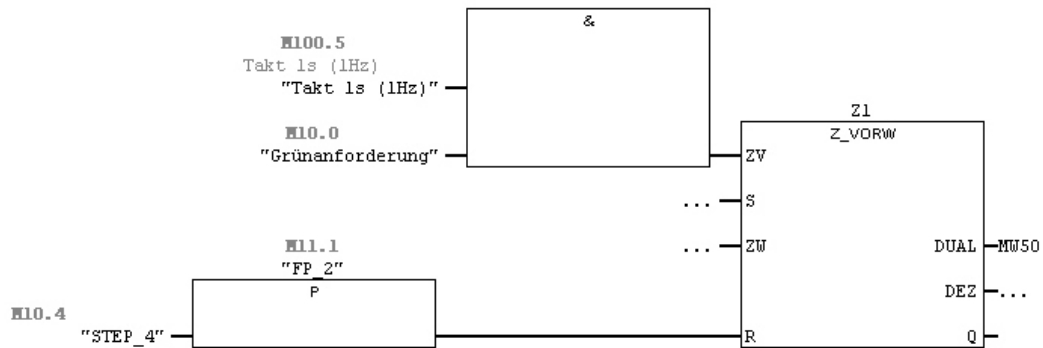
In den Bildern 10.13 und 10.14 ist der Funktionsplan (FUP) zur Steuerung der Ampelphasen für den Fußgängerüberweg und den querenden Autoverkehr dargestellt.

Weitere Varianten zum Thema Ampelsteuerung finden sich in [9] und [41].

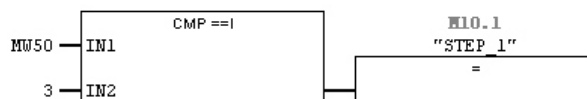
Netzwerk 1: Grünanforderung durch Fußgänger



Netzwerk 2: Taktgeber



Netzwerk 3: Verzögerung bis Gelb für Auto



Netzwerk 4: Fußgänger Grünphase



Bild 10.13 FUP der Ampelsteuerung (Teil 1)

11 Anhang

11.1 Schnittstellen- und Bussysteme

Die verschiedensten Pegelumsetzer wurden in den Abschnitten 3.8 und 7.9 bereits beschrieben. Die wesentlichen Übertragungsformen von Signalen und Daten sowie deren Pegel werden hier nochmals ergänzend dargestellt.

Analoge Schnittstellen:

In der Analogtechnik ist die Information als Spannung oder Strom eingepreßt. Es gibt industriell genutzt die drei folgenden Pegelvarianten:

0V bis +10V

-10V bis +10V

0 (4) mA bis 20mA

RS232, RS422, RS485 Serielle Schnittstellen:

RS232 ist ein Standard für eine bei Computern oft vorhandene serielle Schnittstelle, die in den 1960ern von einem US-amerikanischen Standardisierungskomitee eingeführt wurde.

Die Signalleitung übertragen folgende Pegel:

+3V bis +15V (+12V üblich) aktiver Zustand

-3V bis -15V (-12V üblich) inaktiver Zustand

Die angegebenen Spannungen beziehen sich auf die Empfänger (Eingänge). Bei den Sendern (Ausgänge) muss die Spannung mindestens +5 V bzw. -5 V an einer Last von 3...7 k Ω betragen, um genügend Störabstand zu gewährleisten.

Die Norm RS232 beschreibt die serielle Verbindung zwischen einem Datenendgerät (DTE) und einer Daten-Übertragungseinrichtung (DCE) mit ihren elektrischen und mechanischen Eigenschaften. Obwohl die Norm lediglich diesen Verbindungstyp definiert, hat sich die RS232-Schnittstelle als genereller Standard für serielle Datenübertragungen über kurze Distanzen etabliert. DTE und DCE unterscheiden sich grundsätzlich in der Belegung ihrer Steckverbinder.

PCs, Drucker, Plotter oder der Main Port eines Terminals sind mit einer DTE-Belegung ausgestattet, während Modems und Drucker-Ports von Terminals DCE-Belegungen aufweisen. Die RS232-Norm definiert als Standard-Steckverbindung einen 25 poligen SUB-D-Stecker.

Die erzielbare Entfernung zwischen zwei RS232-Geräten ist wie bei allen seriellen Übertragungsverfahren vom verwendeten Kabel und der Baudrate abhängig. Als Richtmaß sollte bei einer Übertragungsrate von 9600 Baud eine Distanz von 15 bis 30 Metern nicht überschritten werden.

RS232-Schnittstellen besitzen eine Vielzahl von Handshake-Leitungen, die jedoch in Ihrer Gesamtheit lediglich zur Verbindung eines Modems mit einem Datenendgerät benötigt werden. Der weitaus häufigere Fall der Verbindung zweier Datenendgeräte miteinander lässt sich in der Regel mit einer reduzierten Anzahl von Handshake-Leitungen ohne Probleme realisieren. Nicht benötigte Handshake-Eingänge werden einfach durch Verbindung mit den eigenen Handshake-Ausgängen auf Freigabepegel gelegt.

Im Gegensatz zur RS232 arbeitet die RS423 jedoch lediglich mit Ausgangspegeln von +/- 4.6 Volt, während die Empfängerbausteine, die baugleich mit RS422-Empfängern sind, noch Pegel von +/- 200mV als gültiges Signal erkennen müssen.

Die RS423 ist zur Übertragung von Daten mit einer Geschwindigkeit von bis zu 100 kBaud und über eine Entfernung von bis zu 1200 Metern geeignet. Maximal 10 Empfänger dürfen gleichzeitig mit einem Sender verbunden werden. RS423 Schnittstellen sind in der Praxis eher selten anzutreffen, da die mit gleichem Aufwand verbundene RS422-Schnittstelle gegenüber RS423 Verbindungen den Vorteil der deutlich höheren Übertragungssicherheit bietet.

Die RS485-Schnittstelle stellt eine Erweiterung der RS422-Definition dar. Während die RS422 lediglich den unidirektionalen Anschluss von bis zu 10 Empfängern an einen Sendebaustein zulässt, ist die RS485 als bidirektionales Bussystem mit bis zu 32 Teilnehmern konzipiert. Physikalisch unterscheiden sich beide Schnittstellen nur unwesentlich.

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. Die Aktivierung der Senderbausteine kann durch Schalten einer Handshake-Leitung oder datenfluss gesteuert, automatisch erfolgen. Eine Terminierung des Kabels ist bei RS422-Leitungen nur bei hohen Baudraten und großen Kabellängen, bei RS485-Verbindungen dagegen grundsätzlich nötig. Obwohl für große Entfernungen bestimmt, zwischen denen Potentialverschiebungen unvermeidbar sind, schreibt die Norm für keine der beiden Schnittstellen eine galvanische Trennung vor.

Da die Empfängerbausteine empfindlich auf Verschiebung des Massepotentials reagieren, ist für zuverlässige Installationen eine galvanische Trennung unbedingt empfehlenswert. Bei der Installation muss auf korrekte Polung der Aderpaare geachtet werden, da eine falsche Polung zur Invertierung der Daten- und Handshake-Signale führt.

RS422- und RS485-Schnittstellen sind für die serielle Hochgeschwindigkeits-Datenübertragung über große Entfernungen entwickelt worden und finden im industriellen Bereich zunehmend Verbreitung. Die seriellen Daten werden ohne Massebezug als Spannungsdifferenz zwischen zwei korrespondierenden Leitungen übertragen. Für jedes zu übertragende Signal existiert ein Aderpaar, das aus einer invertierten und einer nicht invertierten Signalleitung besteht. Die invertierte Leitung wird in der Regel durch den Index "A" oder "-" gekennzeichnet, während die nicht invertierte Leitung mit "B" oder "+" bezeichnet wird.

Der Empfänger wertet lediglich die Differenz zwischen beiden Leitungen aus, so dass Gleichtakt-Störungen auf der Übertragungsleitung nicht zu einer Verfälschung des Nutzsignals führen. Durch die Verwendung von abgeschirmtem, paarig verdrilltem Level-5-Kabel lassen sich Datenübertragungen über Distanzen von bis zu 1200 Metern bei einer Geschwindigkeit von bis zu 100.000 Baud realisieren. RS422-Sender stellen unter Last Ausgangspegel von +/- 2Volt zwischen den beiden Ausgängen zur Verfügung; die Empfängerbausteine erkennen Pegel von +/- 200mV noch als gültiges Signal.

USB Serielle Schnittstelle:

USB erlaubt es einem Gerät, Daten mit 1,5Mbits/s, 12Mbit/s oder 480Mbit/s zu übertragen. Der USB-3.0-Standard ergänzt einen SuperSpeed-Modus mit 4000Mbit/s. Diese Raten basieren auf dem Systemtakt der jeweiligen USB-Geschwindigkeit und stellen die physikalische Datenübertragungsrate dar. Der tatsächliche Datendurchsatz liegt infolge des Protokoll-Overhead darunter.

Im USB-Standard ist eine maximale theoretische Datenlast bei High-Speed unter idealen Bedingungen von 49.152.000 Byte/s beziehungsweise 53.248.000 Byte/s angegeben. Dazu kommt die Verwaltung der Geräte, so dass bei aktuellen Systemen für USB 2.0 eine nutzbare Datenrate in der Größenordnung von 320 Mbit/s (40MB/s) und für USB 3.0 2400Mbit/s (300 MB/s) zur Verfügung steht.

CAN-Bus:

Da bei einer herkömmlichen Verkabelung für jede Information je eine Leitung benötigt wird, steigt mit zunehmendem Funktionsumfang z.B. in der Kfz-Elektronik die Länge und das Gewicht des Kabelbaumes sowie die Zahl der Anschlüsse an den Steuergeräten. Abhilfe schafft hier der CAN-Bus, der sämtliche Informationen über lediglich zwei Leitungen überträgt. Datenbusse, auch CAN (Controlled Area Network) genannt, verbinden bis zu 100 verschiedene Steuergeräte miteinander.

CAN Bus Klassen

Aktuelle Kraftfahrzeuge vernetzen bereits eine große Zahl von Steuergeräten miteinander, die unterschiedliche Anforderungen mit sich bringen. Daher werden im Kfz mehrere CAN-Bussysteme verbaut. Diese unterscheiden sich vor allem in der Übertragungsgeschwindigkeit. Sie werden in die drei Klassen eingeteilt.

CAN A < 10kBit/s Diagnose (konventionell)

Kfz mit CAN-Bus verfügen über ein ein Diagnosesystem. Solche Systeme lesen Fehlerspeicher aus und ermöglichen eine Stellglieddiagnose. Die Datenübertragungsgeschwindigkeit ist nicht so wichtig, da die Daten nur gelegentlich in der Werkstatt zu Wartungs- und Diagnosezwecken ausgelesen werden. Der Diagnoseanschluss (auch K-Leitung und L-Leitung genannt) muss aber robust und fehlertolerant sein. Bei neueren Fahrzeugen wird die Diagnose direkt an der eigentlichen Busleitung (CAN C) durchgeführt.

CAN B < 125 kBit / s Komfort, Display, Karosserie

Über diesen (Low-Speed-CAN) Bus kommunizieren z.B. Steuergeräte für Beleuchtung, Klimaanlage, Verriegelung und Armaturen. Hier ist eine Übertragung wichtiger Daten bei nicht so hoher Geschwindigkeit wichtig (z.B. K-CAN, Karosserie-CAN, Komfort-CAN). Der Bus muss trotzdem ausfallsicher und robust sein. Daher arbeitet er im Kfz meist nach dem fehlertoleranten Standard ISO 11989-3.

CAN C < 1 MBit / s Motor, Getriebe, Diagnose (Bus)

An diesem (High-Speed-CAN) Bus sind z.B. die Steuergeräte für Motormanagement, Getriebe, ESP, ASR und ABS angeschlossen. Der Bus muss echtzeitfähig sein, d.h. die Datenübertragung darf sich durch den Bus nur extrem kurz verzögern. Mittlerweile ist auch eine Echtzeit-Diagnose über einen eigenen Diagnose-Bus möglich. Dieser Bus muss schnell sein, weil große Datenmengen in kurzer Zeit übertragen werden müssen. Im Kfz kommt meist der Standard ISO 11898-2 zum Einsatz.

Profibus:

Profibus (Process Field Bus) ist der universelle Feldbus, der breite Anwendung in der Fertigungs-, Prozess-, und Gebäudeautomatisierung findet. Profibus wurde durch Siemens und die Profibus-Nutzerorganisation entwickelt und in der internationalen Normenreihe IEC 61158 standardisiert. Profibus ermöglicht die Kommunikation von Geräten verschiedener Hersteller ohne besondere Schnittstellenanpassungen [37].

Der Profibus legt die technischen Merkmale eines seriellen Feldbussystems fest, mit dem verteilte digitale Automatisierungsgeräte von der Feldebene bis zur Zellenebene miteinander vernetzt werden können. Profibus ist ein Multi-Master-System und ermöglicht dadurch den gemeinsamen Betrieb von mehreren Automatisierungs-, Engineering- oder Visualisierungssystemen mit den dezentralen Peripheriegeräten an einem Bus.

Der Profibus basiert auf anerkannten internationalen Standards. Die Protokollarchitektur orientiert sich am OSI (Open System Interconnection) Referenzmodell, entsprechend dem internationalen Standard ISO 7498. Dabei übernimmt jede Übertragungsschicht genau festgelegte Aufgaben. Die Schicht 1 (Physical Layer) definiert die Übertragungsphysik, Schicht 2 (Data Link Layer) das Buszugriffsprotokoll und Schicht 7 (Application Layer) die Anwendungsfunktionen.

Profibus ist sowohl für schnelle, zeitkritische Anwendungen als auch für komplexe Kommunikationsaufgaben geeignet. Nachfolgend werden die Grundlagen von Profibus und den technischen Weiterentwicklungen DPV1 und DPV2 dargestellt.

Profibus unterscheidet folgende Gerätetypen:

- **Master-Geräte:** Sie bestimmen den Datenverkehr auf dem Bus. Ein Master darf Nachrichten ohne externe Aufforderung aussenden, wenn er im Besitz der Buszugriffsberechtigung (Token) ist. Master werden auch als aktive Teilnehmer bezeichnet.

- **Slave-Geräte:** Sie sind Peripheriegeräte wie beispielsweise Ein-/Ausgangsgeräte, Ventile, Antriebe und Messumformer. Sie erhalten keine Buszugriffsberechtigung, d.h. sie dürfen nur empfangene Nachrichten quittieren oder auf Anfrage eines Masters Nachrichten an diesen übermitteln. Slaves werden als passive Teilnehmer bezeichnet. Sie benötigen nur einen geringen Anteil des Busprotokolls, dadurch wird eine aufwandsarme Implementierung ermöglicht

SSI-Schnittstelle:

Beim Interfacemodul mit SSI-Schnittstelle werden die Daten zwischen dem Lesekopf und dem Interfacemodul seriell mit RS 485-Schnittstelle und vom Interfacemodul zur Steuerung mit SSI-Protokoll (Serial Synchron Interface) übertragen. Die Daten werden im Binär-Code (WCS-IS310/320) oder im Gray-Code zur Steuerung übertragen.

An das Interfacemodul wird ein Lesekopf vom Typ LS211-0, an das WCS-IS320/321 ein Lesekopf vom Typ LS221-0 angeschlossen. Das Interfacemodul wird immer mit RS485-Abschlusswiderstand geliefert.

Weitere Hinweise zur Schnittstellenkonfiguration sind in [38] angegeben.

11.2 Laborversuch Inverter

In Abschnitt 2.2.1 wurde eine Inverterschaltung mit Operationsverstärker gezeigt. Mit einem OP des Typs A741 soll dieser Laborversuch durchgeführt werden (Bild 11.1).

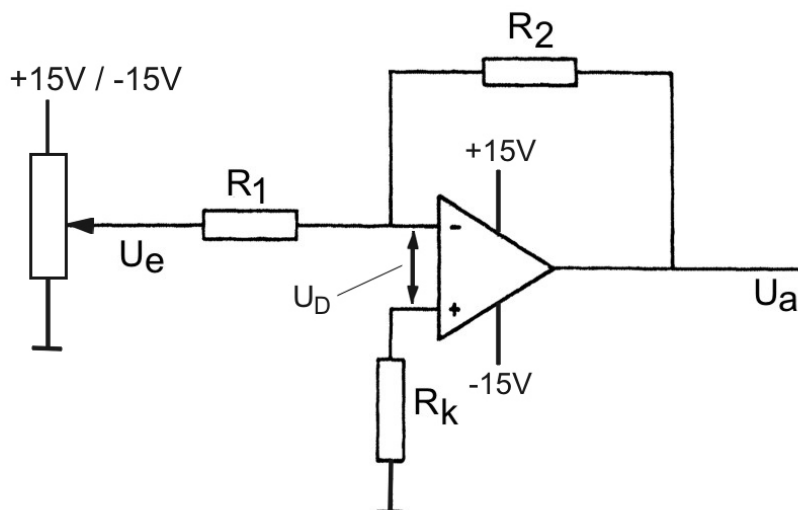


Bild 11.1 Inverter

Bei der Messung der Ein- und Ausgangsspannung der Schaltung geht es darum, die Gleichung 2.14 des OPs

$$U_a = -U_e \frac{R_2}{R_1}$$

zu bestätigen bzw. deren Grenze zu erkennen. Zunächst wird der Offsetabgleich am OP vorgenommen. Tabelle 11.1 liefert dann folgende Ergebnisse der Messungen.

Die Messungen bestätigen die Funktion der Gleichung des Inverters unterhalb der beiden Stellgrenzen +13,xxV und -12,yyV und bei einem Fehler, der maximal im 10mV-Bereich liegt.

Der Widerstand R_K ist für den dargestellten Messbereich wie sich zeigt nicht relevant. Der Plus-Eingang des OPs kann daher direkt auf Masse gelegt werden.

Die Verstärkung wurde zunächst $K_p=R_2/R_1=1$ und dann auf $K_p=2$ gesetzt. Die Messungen stimmen mit Gleichung 2.14 überein (Bild 11.2).

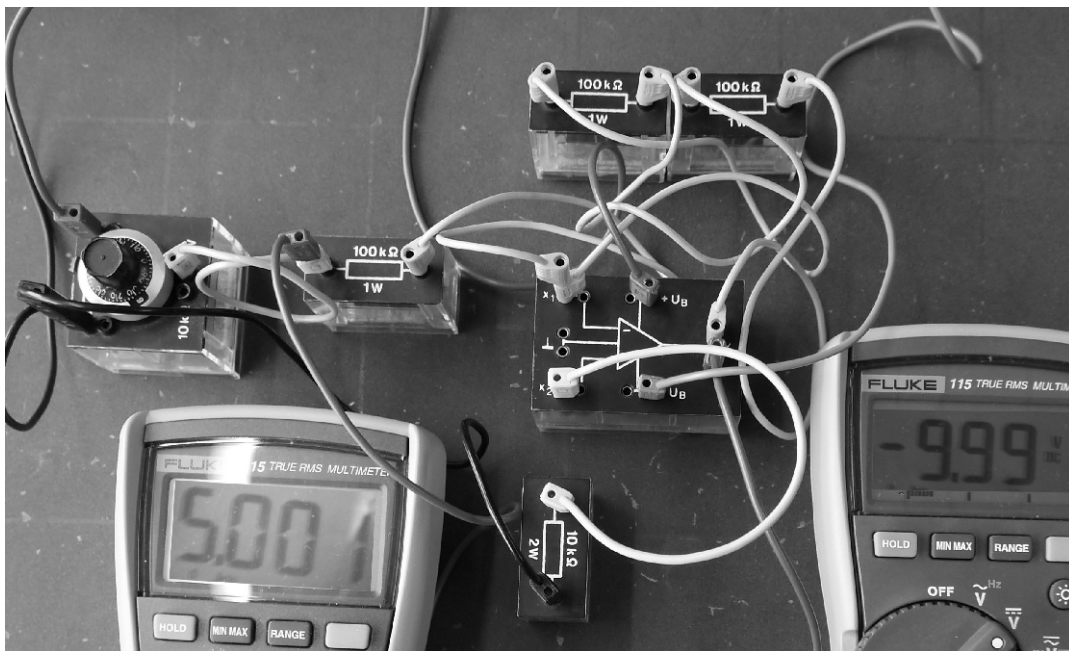


Bild 11.2 Aufbau der Inverterschaltung und Messung für $K_p=2$

Die Differenzeingangsspannung U_D wird in der Analogtechnik häufig zur Berechnung von OP-Schaltungen herangezogen. Dabei setzt man bei einer die entsprechende OP-Gleichung erfüllenden Schaltung $U_D=0$ voraus. Wie die Messung zeigt, kann ist diese Bedingung erfüllt ($U_D=0,001\text{mV}$ gemessen).

Insgesamt gelten somit die in Abschnitt 2.2.1 bereits zusammengestellten Bedingungen für den Betrieb eines Inverters bzw. allgemein für OP-Schaltungen.

U_e/V	U_a/V	Bedingungen
Masse (0V) +0,051 +0,101 +1,020 +5,010 +10,002 +15,02 -0,052 -0,103 -1,003 -5,004 -10,004 -15,003	$U_a=0,2mV$ -0,058 -0,110 -1,025 -5,015 -10,009 -12,66 +0,059 +0,110 +1,030 +5,016 +10,010 +13,52	für $R_2=R_1$
+0,102 +1,002 +10,001 +15,004 -0,100 -1,001 -10,004 -15,001	-0,210 -2,007 -12,70 -12,70 +0,202 +2,010 +13,55 +13,54	für $R_2=2R_1$
+0,500 +10,000 -0,501 -10,004	mit R_K ohne R_K -0,502 -0,504 -10,01 -10,02 +0,505 +0,506 +10,002 +10,008	für $R_2=R_1$
+5,001 -5,003	$R_2=0$ $R_2=$ 0,002 -12,68 0,002 +13,56	für $R_2=R_1$
<Stellgrenze und $R_1=R_2$	$U_D=0,001mV$ Schaltung Ok $U_D=4,75V$ Schaltg. nicht Ok	U_D messen

Tabelle 11.1 Messergebnisse zum Inverter

11.3 Laborversuch Bandpass

Im Abschnitt 2.2 wurde der aktive Bandpass bereits besprochen (Bild 11.3).

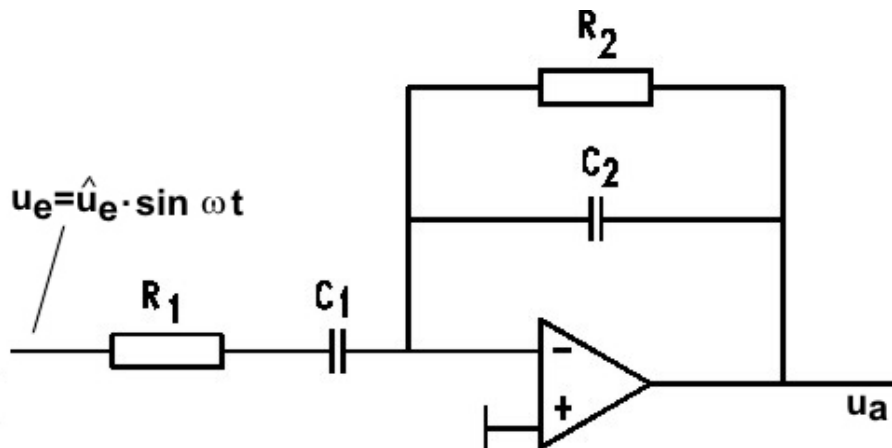


Bild 11.3 Aktiver Bandpass

Die Gleichung 2.64 gibt den zugehörigen Frequenzgangbetrag wieder.

$$\frac{|F(j\omega)|}{\text{dB}} = 20 \lg \left(K_p \frac{T_1}{\sqrt{(1 - \omega^2 T_1 T_2)^2 + \omega^2 (T_1 + T_2)^2}} \right)$$

Setzt man die Eckfrequenz ω_1 des Hochpass und die des Tiefpass ω_2 gleich, liegt das Maximum der asymptotischen Amplitude bei ω_g . Die Darstellung der Kurven zeigt Bild 11.4. Das exakte Maximum der Frequenzgangbetrags-Amplitude liegt um 6dB tiefer, denn es wird an der Stelle ω_g mit $T_1 = T_2 = T_g$

$$\frac{|F(j\omega)|}{\text{dB}} = 20 \lg \left(K_p \frac{1}{2} \right)$$

Bei $K_p = 1$ ergibt sich dann für den Scheitelwert der Ausgangsspannung:

$$\hat{u}_a = \frac{1}{2} \hat{u}_e$$

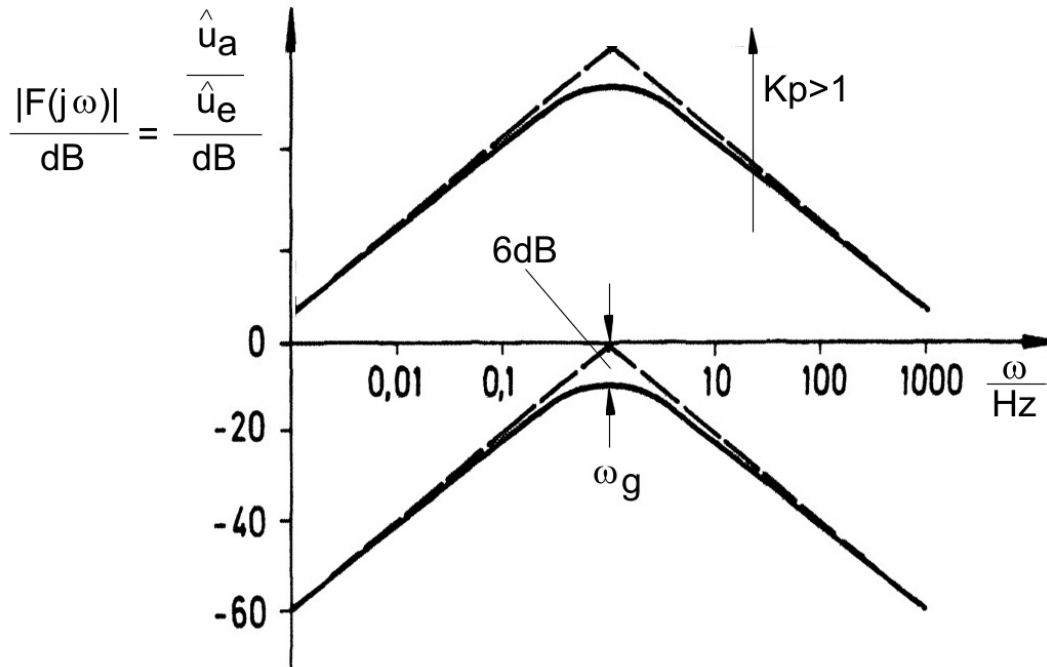


Bild 11.4 Frequenzgangbetrag (Amplitudengang) des Bandpasses

Oszillographiert man die Ein- und Ausgangsspannung, lässt sich dieses Ergebnis ablesen (Bild 11.5)

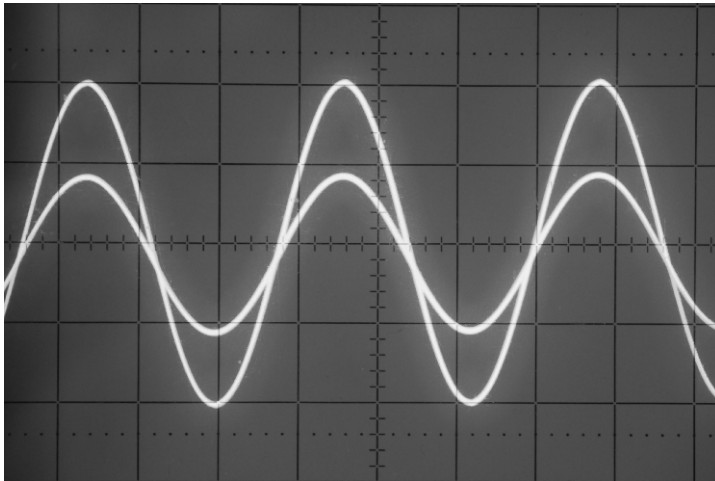


Bild 11.5 Oszillogramm des aktiven Bandpass bei ω_g

Aus dem zugehörigen Schaltungsaufbau (Bild 11.6) kann man die Frequenz ermitteln, bei der die Amplitude der Ausgangsspannung auf den halben Wert der Eingangsspannung absinkt.