

14.5 Rückgekoppelte elektronische Systeme (*)

Dieses Dokument ist ein Teil des kostenfrei über die Internet-Adresse
<http://www.wolfgang-jacobsen.de> verfügbaren Lehrbuchs
 Fundamente, Fragmente, offene Fragen -
 ein Streifzug durch die allgemeine und technische Physik
 von Wolfgang Jacobsen

Letzte Änderung 15.11.2011

Die Besonderheiten eines rückgekoppelten Systems haben wir bereits mehrfach diskutiert, in seiner allgemeinen Struktur im Abschnitt 2.6.2 und als reale Beispiele dann insbesondere einige thermodynamische rückgekoppelte Systeme. Dies waren zunächst die verschiedenen Phasen eines physikalischen Systems und die Übergänge von einer Phase in eine andere (Abschnitt 8.1.15), das den Wärmeaustausch auf der Erde bewirkende System von Luft- und Meeresströmungen (Absätze auf S. 827 bzw. auf S. 8.8.3) . Eine ganze Reihe von technischen Systemen, rein elektronische oder kombinierte elektronische und nicht-elektronische Systeme, sind ebenfalls rückgekoppelte Systeme. Sie zeigen daher ebenfalls die für rückgekoppelte Systeme typischen Verhaltensweisen, wie z.B. die Möglichkeit des *Phasenübergangs* und das Auftreten *kritischer Fluktuationen* bei einer Annäherung an eine Phasengrenze. Da diese Systeme technisch konstruiert sind, bleiben ihre Gesetzmäßigkeiten in jedem Fall durchschaubar. Sobald sie also dennoch bereits die auch bei den oben zitierten sehr komplexen realen Systemen insbesondere interessanten Verhaltensweisen zeigen, lassen sich diese technischen Systeme auch als Modellsysteme einsetzen, die helfen können, die erstgenannten Systemen besser zu verstehen. Ich werde auf diesen Aspekt noch zurück kommen .

Primär um so konkret wie nur möglich werden zu können, werde ich in diesem Kapitel jedoch nur Systeme behandeln, deren Realisierung durch ausschließlich **elektronische** Baugruppen bewerkstelligt wurde.

14.5.1 Der Oszillator (*)

Als *Oszillator* bezeichnet man eine elektronische Schaltung, die an ihrem Ausgang ein im Idealfall exakt periodisches Signal erzeugt,

$$\exists T \text{ mit: } U_a(t + n \cdot T) = U_a(t) \ ; \ \forall t, n = 1, 2, \dots \quad (14.133)$$

s. auch die im Abschnitt 3.2.3 geführte Diskussion über periodische mechanische Bewegungen. Wir wollen an dieser Stelle die Diskussion auf *harmonische* Oszillatoren beschränken, für die also gilt:

$$U_a(t) = U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi) \quad (14.134)$$

U_0 ist die zeitunabhängige (!) Amplitude des Oszillators, ω_0 seine ebenfalls zeitunabhängige Frequenz. Alle bisher bekannt gewordenen technischen Lösungen für eine

elektronische Schaltung mit dieser Eigenschaft bestehen aus einem *rückgekoppelten* System, einer Schaltung also, bei der das aktive Signal, von einem Punkt innerhalb der Schaltung aus betrachtet, solange durch diese Schaltung hindurch geführt wird, bis es schließlich wieder an diesem Ausgangspunkt der Betrachtung angelangt ist (s. auch die bereits im Abschnitt 2.6.2 geführte Diskussion). Zumindest vordergründig anschaulich macht man sich leicht klar, dass ein derartiger die Gl. 14.134 erfüllender Zustand nur möglich ist, wenn - für diese Werte von Amplitude U_0 und Frequenz ω_0 - die für diesen gesamten Signalkreislauf gerechnete Verstärkung die Bedingung

$$\Gamma = 1 \quad (14.135)$$

erfüllt, und zwar nach Betrag **und** Phase! Wenn wir nämlich in einem Gedankenexperiment das stationäre periodische Signal gem. Gl. 14.134 in einzelne Wellenpakete aufteilen, die dann ihren Weg durch den geschlossenen Signalkreislauf nehmen, dann erreicht ein derartiges Wellenpaket seinen Ausgangspunkt genau dann in nach Amplitude und Phase unverändertem Zustand, wenn die Bedingung 14.135 erfüllt ist. Nur dann aber kann es sich in den gesamten Schwingungszug ohne Störung wieder einreihen. Nyquist leitete als erster diese Beziehung 1932 her ([9]).

Die Gl. 14.135 ist aber nur eine *notwendige Bedingung*, die für eine korrekte Funktion der Schaltung keinesfalls bereits *hinreichend* ist. Denn wir verlangen ja, dass die Schaltung die momentan vorhandenen Werte von Amplitude und Frequenz **zeitlich konstant** hält! Wenn sich also die Amplitude durch eine Störung etwas erhöht, muss die Schaltung diese *von selbst* wieder auf den Sollwert U_0 zurück führen. Es ist also erforderlich, dass die Verstärkung Γ in bestimmter Weise von der Signal-Amplitude abhängt. Damit aber durch die dann einsetzenden Regelungsvorgänge nicht die Harmonizität des Signals $U_a(t)$ gestört wird, zumindest nicht mehr als unbedingt nötig, darf als die Verstärkung Γ steuernde Größe nicht die aktuelle Amplitude

$$U_0(t) = \int_{t^*=t-\frac{2\cdot\pi}{\omega}}^t U_a(t^*) \cdot dt^* \quad (14.136)$$

fungieren, sondern eine über eine genügend lange Zeit τ gemittelte Größe

$$U_0^{(\tau)}(t) = \int_{t^*=t-\tau}^t U_a(t^*) \cdot dt^* \quad ; \quad \tau \gg \frac{2 \cdot \pi}{\omega} \quad (14.137)$$

$U_0^{(\tau)}(t)$ ist der *gleitende Mittelwert* des aktuellen Signals, jeweils gemittelt über die Zeit τ . Hinreichend für die Amplitudenstabilität des Oszillatorsignals ist offenbar die Bedingung

$$\left(\frac{\partial |\Gamma| (U_0^{(\tau)}, \omega)}{\partial U_0^{(\tau)}} \right)_{U_0, \omega_0} < 0 \quad (14.138)$$

Eine analoge Betrachtung gilt für die Bedingung der Frequenzstabilität. Wenn die aktuelle Frequenz $\omega(t)$ sich durch eine Störung bedingt etwas erhöht hat, muss die Schaltung die Frequenz von selbst wieder erniedrigen. Es muss also die Phasenverschiebung φ der Verstärkung Γ in bestimmter Weise von der Frequenz abhängen,

$$\frac{\partial \varphi(U_0^{(\tau)}, \omega)}{\partial \omega} < 0 \quad (14.139)$$

Dass für die Bestimmung dieses Ausdrucks eine Mittelung über eine Zeitkonstante τ erforderlich ist, muss nicht extra betont werden, da ja die Frequenz ω , und damit auch die Phasendifferenz zwischen 2 Signalen derselben Frequenz, *per definitionem* nur für den **eingeschwungenen** Zustand, also für Zeiten $\tau \gg \frac{2\pi}{\omega}$ wohl definiert sind.

Da jede ausschließlich aus passiven Bauelementen bestehende Schaltung immer eine (Leistungs-)Verstärkung $|\Gamma| < 1$ besitzt, benötigen wir zum Aufbau eines Oszillators zumindest 1 aktives Bauelement. Die historisch erste funktionsfähige Oszillatorschaltung war der von dem Funktechniker Alexander Meissner (* 1883 in Wien; † 1958 in Berlin) 1913 erfundene *Meissner-Oszillator*, s. Abb. 36. Anstelle der auch

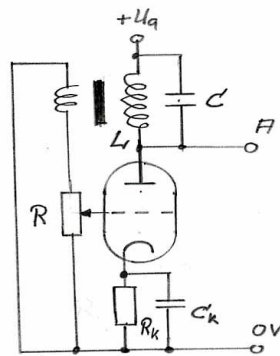


Abb. 36 Prinzipskizze eines Meissner-Oszillators

von Meissner verwendeten Triode hätte ich auch einen Transistor als Verstärkungselement einzeichnen können. Der Kathodenwiderstand R_k dient zur Arbeitspunkteinstellung, seine Gegenkopplungswirkung wird für das Wechselnungssignal durch C_k aufgehoben. Wir werden nun diskutieren, auf welche Weise diese Schaltung die Gl. 14.135, 14.138 und 14.139 erfüllt.

Eine Röhren-Verstärkerstufe in Kathoden-Basis-Schaltung (und genauso eine Transistorstufe in Emitterbasisschaltung) erzeugt zwischen Ausgang und Eingang eine Phasendifferenz von π . Um also die Gl. 14.135 zu erfüllen, wird eine weitere Phasenverschiebung von ebenfalls π benötigt. In der Meissner-Schaltung erfolgt dies einfach durch entsprechende Polung der Sekundärwicklung des Übertragungs-Transformators. Der Schwingkreis selbst erzeugt im Resonanzfall die Phasenverschiebung 0. Damit ist also die Bedingung $\varphi = 0$ für $\omega = \omega_0$ erfüllt. Die Bedingung

$|\Gamma| = 1$ muss durch geeignete Dimensionierung (dieses ist insbesondere über das Übertragungsverhältnis des Transformators immer möglich) und durch einen entsprechend präzisen Feinabgleich der Schaltung erfüllt werden. Als **eine** Möglichkeit für einen derartigen Feinabgleich ist in die Abb. 36 das als Spannungsteiler geschaltete Potentiometer R eingezeichnet. Die Bedingung 14.139 wird durch den Schwingkreis erfüllt. Wodurch die Bedingung 14.138 erfüllt wird, ist dagegen weitaus weniger augenfällig. Denn es sind nicht die **primären** idealisierten Eigenschaften der beteiligten Bauelemente, die hier zum Tragen kommen, sondern gerade die **Abweichungen** von diesem Verhalten. Zum einen sind es die Verluste des Schwingkreises, insbesondere die Hysterese-Verluste im Magnetkern der Spule (sofern denn vorhanden), die einen amplitudenabhängigen Beitrag zu den Gesamtverlusten leisten. Zum anderen ist die (Kleinsignal-)Verstärkung der Verstärkerstufe amplitudenabhängig, zumindest wenn die Amplitude sich der Aussteuerungsgrenze nähert. Stellt man also die gesamte Schaltung so ein, dass bei allen genügend kleinen Signalen die Bedingung

$$|\Gamma(U \ll U_{\text{stat}})| \gtrsim 1 \quad (14.140)$$

erfüllt ist, dann schwingt die Schaltung sicher an, die Verstärkung erreicht aber bei einer gewissen Amplitude U_{stat} den Betrag 1 und somit ihren stationären Zustand, da jetzt auch die Bedingung 14.138 erfüllt ist. Nachteil dieses Konzeptes ist nicht nur, dass die Verstärkung der Schaltung relativ präzise abgeglichen werden muss, und dass ein Austausch des aktiven Elementes i.a. einen erneuten Abgleich erfordert. Im stationären Zustand ist das aktive Element zwangsläufig bereits deutlich über seinen linearen Bereich hinaus angesteuert, so dass das Signal des Oszillators nicht mehr ideal sinusförmig ist: Der Oszillator hat also bereits einen signifikanten *Klirrfaktor* (s. Abschnitt 4.2.6). Um dieses Verhalten zu verbessern, muss man ein Schaltungselement ergänzen, das die Bedingung 14.138 auf eine Weise erfüllt, die den Klirrfaktor nicht ungünstig beeinflusst. Diese Bedingung ist erfüllt, wenn dieses Schaltungselement die Verstärkung Γ nicht in Abhängigkeit des Momentanwertes $U(t)$ ändert, sondern als Funktion des über eine Zeit $\tau \gg \frac{2\pi}{\omega}$ gemittelten Wertes entsprechend der bereits im Anfang dieses Abschnitts getroffenen Definition 14.137. Eine derartige Möglichkeit bietet ein temperaturabhängiger Widerstand, z.B. ein aus einem geeigneten Halbleitermaterial (z.B. Fe_2O_3 , $ZnTiO_4$, $MgCr_2O_4$) gefertigter Widerstand mit stark negativem Temperaturkoeffizienten. Derartige Bauelemente werden heute meist als *NTCs* bezeichnet. Er wird dann so geschaltet, dass er einerseits durch die Signalamplitude signifikant erwärmt wird, und andererseits z.B. in Form einer Spannungsteilerschaltung die Verstärkung Γ signifikant beeinflusst und auf diese Weise die Bedingung 14.138 erfüllt. Bei entsprechender Auslegung ist dieser Einfluss überdies derart dominant, dass nun die Verstärkung des übrigen Teils der Signalkette in gewissen Grenzen verändert werden kann, ohne dass der Oszillator den Zustand der stationären Schwingung verlässt. M.a.W. ein Feinabgleich der Schaltung ist nicht mehr erforderlich.

Um den Klirrfaktor des Oszillators weiter zu reduzieren, kann man nun auch

die 2. Quelle von Nichtlinearitäten, nämlich die mit einem Eisenkern versehene Spule entfernen und als frequenzbestimmendes Glied einen ausschließlich aus Widerständen und Kondensatoren bestehenden Vierpol verwenden, z.B. das uns bereits aus dem Abschnitt 14.3.3 bekannte π -T-Glied. Dieses hat bei seiner Resonanzfrequenz die Phasenverschiebung π , so dass in jedem Fall die Verstärkungseinheit aus einer ungeraden Anzahl von Stufen bestehen muss.

Die Abb. XXX zeigt ein derartiges Schaltungsbeispiel eines sog. *RC-Oszillators*. (XXX: Diese Abb. des Schaltungsprinzips eines sog. RC-Oszillators ist noch nicht verfügbar.)

(XXX: Der weitere Text des Abschnitts *Der Oszillator* ist noch nicht verfügbar.)

14.5.2 Der Operationsverstärker (*)

Der Operationsverstärker ist eine sehr universell einsetzbare und auch extrem häufig benutzte Baugruppe der analogen Elektronik. Er steht heute als IC in einer breiten Palette von Spezifikationen zur Verfügung und kostet oft kaum mehr als ein Transistor. Die Palette seiner Anwendungsmöglichkeiten reicht von der Strom- und Spannungsverstärkung über Oszillatorschaltungen bis zur analogen Rechentechnik, insbesondere zur Addition, Integration und Differenziation analoger Signale.

Funktionsprinzip (*)

Für die Konzipierung nahezu aller elektronischen Schaltungen, die auf Operationsverstärkern basieren, genügt es, den *idealisierten Operationsverstärker* zu betrachten,

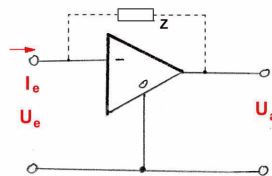


Abb. 37 Schaltungsprinzip eines Operationsverstärkers

nämlich einen elektronischen Dreipol (Abb. 37) mit den Eigenschaften

$$U_a = -V \cdot U_e \quad V \gg 1 \quad (14.141)$$

$$I_e \approx 0 \quad (14.142)$$

Der idealisierte Operationsverstärker ist also ein (analoger) Inverter (s. Abschnitt 14.3.5) mit einer sehr hohen Spannungsverstärkung und einem sehr hohen Eingangswiderstand. Solange sichergestellt ist, dass der Verstärker sich in seinem zulässigen

Arbeitsbereich befindet, solange also insbesondere

$$|U_a| < U_{\max} \quad (14.143)$$

gilt daher zusätzlich zur Gl. 14.142 auch die Beziehung

$$U_e \approx 0 \quad (14.144)$$

In vielen Fällen besitzt der Operationsverstärker neben dem bisher betrachteten invertierenden Eingang auch noch einen nicht invertierenden Eingang (Abb. 38). Die

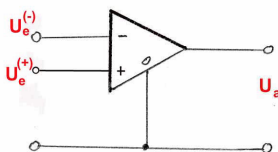


Abb. 38 Schaltungsprinzip eines Operationsverstärkers mit einem invertierenden und einem nicht invertierenden Eingang

der Gl. 14.141 entsprechende Beziehung lautet nun

$$U_a = -V \cdot (U_e^{(-)} - U_e^{(+)}) \quad V \gg 1 \quad (14.145)$$

und die Gl. 14.142 wird zu

$$\begin{aligned} I_e^{(-)} &\approx 0 \\ I_e^{(+)} &\approx 0 \end{aligned} \quad (14.146)$$

Operationsverstärker werden praktisch niemals in ihrem originalen Aufbau, also *offen* benutzt, sondern in einer Schaltung, bei der der Ausgang über einen Zweipol mit dem invertierenden Eingang verbunden ist, s. wieder Abb. 38. Durch diese Maßnahme wird das Verhalten der Gesamtschaltung überwiegend durch diese Rückkopplung vorgegeben, während, wie wir noch sehen werden, die individuellen Eigenschaften des Operationsverstärkers weitgehend bedeutungslos geworden sind. Relevant ist z.B. nicht mehr der genaue Wert der Spannungsverstärkung, sondern nur noch, dass diese einen gewissen Mindestwert mit Sicherheit überschreitet. Damit aber diese Rückkopplung, die wegen der invertierenden Eigenschaft des Operationsverstärkers zunächst eine Gegenkopplung ist, nicht ab einer gewissen Grenzfrequenz zu einer Mitkopplung wird, müssen ganz spezifische Bedingungen an den Frequenzgang der Spannungsverstärkung gestellt werden. Wie bei allen elektronischen Verstärkungsbaugruppen ist ab einer gewissen Grenzfrequenz eine monoton mit der Frequenz anwachsende Phasenverzögerung zwischen der Ausgangs- und der Eingangsspannung unvermeidbar (s.

Abschnitt 14.3.5) . Für die Gesamtschaltung des Operationsverstärkers muss nun gewährleistet sein, dass die Phasenverschiebung von $2 \cdot \pi$ erst erreicht wird, wenn der Absolutwert der Gesamtverstärkung der Schaltung unter 1 abgesunken ist. Nur dann gibt es keine Frequenz, bei der die Resonanzbedingung für einen Oszillator (Gl. 14.135) nach Betrag und Phase gleichzeitig erfüllt ist. Anderenfalls fängt die Schaltung an, (i.a. unkontrolliert) zu schwingen. Wegen dieser besonderen Anforderung an den Frequenzgang ist ein Operationsverstärker eher für den Bereich moderater Frequenzen geeignet, während er bei Anwendungen im ausgesprochenen Hoch- und Höchstfrequenzbereich deutlich oberhalb von 10 MHz eher selten anzutreffen ist.

Mit Hilfe der Gl. 14.142 und 14.144 bzw. 14.145 und 14.146 lassen sich bereits eine Vielzahl von einfachen Operationsverstärkerschaltungen verstehen und berechnen, wie der nachfolgende Absatz zeigen wird.

Anwendungsbeispiele (*)

Die einfachste Anwendung eines Operationsverstärkers ist der Spannungsverstärker (Abb. 39), bei dem die Eingangsspannung über einen reellen Widerstand R_e auf den

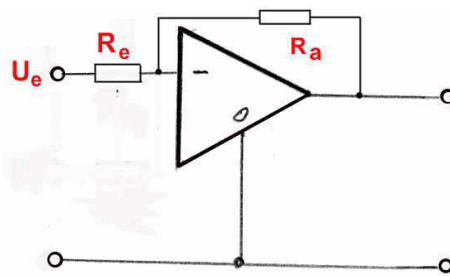


Abb. 39 Schaltungsprinzip eines als Spannungsverstärker geschalteten Operationsverstärkers

invertierenden Eingang gegeben wird und der Ausgang über einen ebenfalls reellen Widerstand R_a mit dem invertierenden Eingang verbunden ist. Die Gl. 14.142 lautet dann

$$\frac{U_e}{R_e} + \frac{U_a}{R_a} = 0 \Rightarrow -\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_a}{R_e} \quad (14.147)$$

Die Spannungsverstärkung einer derartigen Schaltung ist also ausschließlich durch den Wert zweier Widerstände bestimmt, so dass die individuellen Eigenschaften des Operationsverstärkers, z.B. durch Temperaturänderungen bedingte Schwankungen der Verstärkung, weitgehend ohne Einfluss bleiben. Ersetzt man den Widerstand R_a durch eine Zweipol mit logarithmischer Kennlinie,

$$I = I_0 \cdot \log \frac{U}{U_0} \quad (14.148)$$

so wird die Schaltung zu einem *logarithmischen Verstärker*,

$$U_a = U_a^{(0)} \cdot \log \frac{U_e}{U_e^{(0)}} \quad (14.149)$$

Eine naheliegende Erweiterung des Spannungsverstärkers nach Abb. 39 ist der Verstärker mit programmierbarer, z.B. dekadisch abgestufter Verstärkung gem. Abb. 40. Die in dieser Skizze gezeichneten Kontakte sind i.a. Analogschalter, die von einer

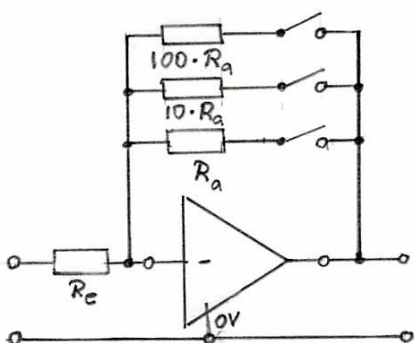


Abb. 40 Schaltskizze eines Spannungsverstärkers mit programmierbarer dekadisch abgestufter Verstärkung

Digitallogik her geschaltet werden. Derartige programmierbare Verstärker sind heute als funktionsfähige Module kommerziell verfügbar.

Entfernt man in der Schaltung gem. Abb. 39 den Widerstand R_e , so erzwingt der Operationsverstärker die Eingangsspannung $U_e = 0$, d.h. das an den Eingang geführte Signal wird kurzgeschlossen. Die Gl. 14.142 wird zu

$$I_e + \frac{U_a}{R_a} = 0 \Rightarrow -U_a = R_a \cdot I_e \quad (14.150)$$

Es liegt nun ein *Strom-Spannungswandler* vor, dessen *Empfindlichkeit*[‡] $\frac{U_a}{I_e}$ durch den Rückkopplungswiderstand vorgegeben ist. Diese Schaltung ist insbesondere geeignet für die Signalverarbeitung sehr kleiner Ströme aus Quellen, die im Kurzschluss betrieben werden müssen oder zumindest dürfen, z.B. optische Strahlungsdetektoren (PIN-Dioden, CCD-Kameras, Photomultiplier, s. Kapitel 11.9). Wegen der bei diesen Anwendungen meist sehr hohen Dynamik der Detektorsignale ist es häufig erforderlich, die Dynamik der Schaltung dadurch zu erhöhen, dass man von dem o.a. Konzept

[‡]Diese Kenngröße wird oft irreführend als *Verstärkung* bezeichnet. Den Begriff der Verstärkung sollte man jedoch meiner Auffassung nach ausschliesslich für das Verhältnis zweier Größen verwenden, die die gleiche Dimension besitzen.

des programmierbaren Verstärkers Gebrauch macht. Auf diese Weise bewältigen derartige *programmierbare Wandler* eine Signaldynamik von 10^8 und mehr.

Ergänzt man die Schaltung nach Abb. 39 um weitere Eingänge $E^{(2)}$ bis $E^{(n)}$, die jeweils über einen Widerstand $R_e^{(2)}$ bis $R_e^{(n)}$ mit dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers verbunden sind (Abb. 41), so bildet sie nun einen *Summierer*

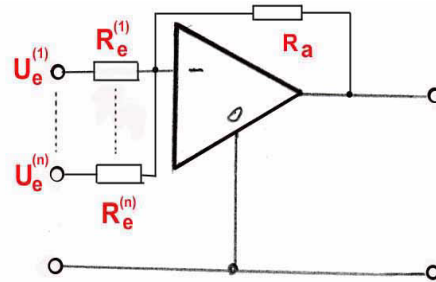


Abb. 41 Schaltungsprinzip eines Spannungsverstärkers mit n Eingängen

für die n analogen Signale $U_e^{(1)}$ bis $U_e^{(n)}$,

$$-U_a = \sum_{i=1}^n U_e^{(i)} \cdot \frac{R_a}{R_{ei}} \quad (14.151)$$

wobei die Summierung mit den Gewichtungsfaktoren

$$g_i = \frac{R_a}{R_e^{(i)}} \quad (14.152)$$

erfolgt. Diese Gewichtungsfaktoren können für die verschiedenen Eingänge auch unterschiedlich gewählt werden.

Tauscht man im Rückkopplungszweig den Widerstand gegen einen Kondensator C aus (Abb. 42), so wird Gl. 14.142 zu

$$\frac{U_e}{R_e} + C \cdot \frac{dU_a}{dt} = 0 \quad (14.153)$$

und nach Integration über die Zeit t erhält man

$$-U_a(t) = -U_a(t=0) + \frac{1}{R_e \cdot C} \cdot \int_{t'=0}^{t'=t} U_e(t') \cdot dt' \quad (14.154)$$

Die Schaltung nach Abb. 42 bildet also einen *Integrator* für das analoge Signal $U_e(t)$. Wie die Gl. 14.154 bereits ausdrückt, ist der Wert der Ausgangsspannung $U_a(t)$ außer

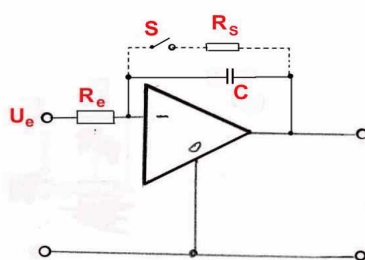


Abb. 42 Schaltungsprinzip eines Integrators

von $U_e(t'; 0 \leq t' \leq t)$ auch noch von dem Wert $U_a(t = 0)$ abhängig. D.h. zur Zeit $t = 0$ muss U_a (zwangweise, d.h. durch eine zusätzliche elektronische Maßnahme) auf einen bestimmten Wert, z.B. auf $U_a = 0$ eingestellt werden. Dieses geschieht z.B. durch den in der Abb. 42 bereits angedeuteten Schalter S , der den Kondensator C über einen ausreichend niederohmigen Widerstand R_s kurzzeitig ($\delta t \gg R_s \cdot C$) kurzschließt.

Tauscht man in der Schaltung nach Abb. 39 den Eingangswiderstand gegen einen Kondensator C_e aus (Abb. 43), so gilt

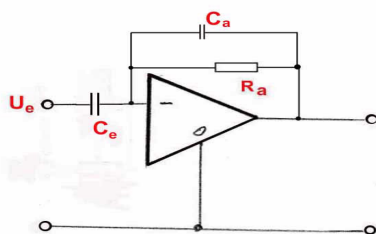


Abb. 43 Schaltungsprinzip eines Differenzierelementes

$$C_e \cdot \frac{dU_e}{dt} + \frac{U_a}{R_a} = 0 \Rightarrow -U_a = R_a \cdot C_e \cdot \frac{dU_e}{dt} \quad (14.155)$$

d.h. die Schaltung nach Abb. 43 bildet eine *Differenzierstufe*. Um sie in der Praxis erfolgreich einsetzen zu können, müssen ergänzende Vorsichtsmaßnahmen getroffen werden. Da nämlich bei jeder Differenzier-Schaltung bei einem sinusförmigen Eingangssignal die wirksame Spannungsverstärkung proportional mit der Frequenz an-

steigt,

$$U_e(t) = U_{e,0} \cdot \sin(\omega \cdot t) \Rightarrow -U_a(t) = U_{e,0} \cdot R_a \cdot C_e \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (14.156)$$

ist die Schaltung besonders empfindlich gegen hochfrequente Störungen, z.B. hochfrequente Rauschsignalanteile. Es ist daher i.a. zwingend notwendig, die Spannungsverstärkung zu hohen Frequenzen hin explizit zu begrenzen, z.B. durch einen in der Abb. 43 bereits eingezeichneten Kondensator C_a parallel zum Rückkopplungswiderstand R_a . Die obere Grenzfrequenz dieser Schaltung ist dann von der Größenordnung

$$f_{\max} \sim \frac{1}{R_a \cdot C_a} \quad (14.157)$$

Meist ist es auch sinnvoll, die Eingangs-Impedanz der Schaltung auf einen die gewollte Funktion noch nicht beeinflussenden Wert zu begrenzen. Durch diese Maßnahme wird insbesondere der Rauschbeitrag dieser Stufe zum Gesamttrauschen des aktiven Signals reduziert, s. Gl. 14.132. Meist genügt es, den Eingang der Schaltung mit einem geeignet hohen Widerstand abzuschließen. Diese Maßnahme ist grundsätzlich für alle mit einem Operationsverstärker aufgebaute Schaltungen möglich und auch sinnvoll, bei der Differenzierstufe wegen ihrer ohne diese Maßnahme besonders hohen Eingangs-Impedanz allerdings besonders wichtig.

Wie wir gesehen haben, lassen sich durch Operationsverstärkerschaltungen auf einfache Weise Summierer-, Integrierer- und Differenzierer-Elemente aufbauen. Etwas schwieriger gestaltet sich die Realisierung eines Multiplizierer-Elementes, also einer Schaltung mit n Eingängen und einem Ausgang, für die gilt

$$U_a = \prod_{i=1}^n c_i \cdot U_i \quad (14.158)$$

Aber auch hierfür gibt es funktionsfähige Realisierungskonzepte, z.B. auf Basis von Zweipolen mit quadratischer Kennlinie im Rückkopplungszweig eines Operationsverstärkers. Aus dem sich dann ergebenden Zwischenwert

$$A^* = c \cdot (E_1 + E_2)^2 = c \cdot (E_1^2 + E_2^2 + 2 \cdot E_1 \cdot E_2)$$

werden dann die quadratischen Terme E_1^2 und E_2^2 subtrahiert, und es verbleibt das gesuchte Produkt $E_1 \cdot E_2$. Ohne besondere Maßnahmen erreicht man mit diesem Konzept allerdings nur eine begrenzte Rechengenauigkeit.

Zu einem beliebig vorgebbaren System von gewöhnlichen Differenzialgleichungen (s. Abschnitt 3.1.11) lässt sich somit eine Schaltung aus Kombinationen dieser elektronischen Elemente angeben, deren Zeitverhalten durch dasselbe System von Differenzialgleichungen beschrieben wird. M.a.W. die so erstellte Schaltung bildet ein Gerät zur *Lösung* dieses Systems von Differenzialgleichungen. Derartige Geräte werden als *Analogrechner* bezeichnet. Interessanterweise wurden sie wohl etwa ab 1960

als kommerzielle Geräte vertrieben, konnten sich aber nicht durchsetzen und sind heute völlig vom Markt verschwunden. Meiner Einschätzung nach gibt es hierfür **keine schlüssige, technisch begründbare** Erklärung. Vielmehr ist der Analogrechner ein für einen begrenzten Anwendungsbereich optimal adaptiertes Konzept. Die Analogrechner der 60-er Jahre waren natürlich noch dringend verbesserungsbedürftig, insbesondere in Bezug auf die Unterstützung des Operators bei der Signalkonditionierung, die zur Vermeidung von Übersteuerungen und von zu kleinen Signalen oft mehrfach innerhalb einer Signalkette erforderlich ist. Letztlich ist das Analogrechner-Konzept wohl der in etwa zeitgleich mit seiner Markteinführung aufkommenden Euphorie über die glanzvolle Entwicklung der digitalen Rechentechnik zum Opfer gefallen. Und es wurde versäumt zu hinterfragen, ob trotz der enormen Steigerung der Rechengeschwindigkeit digitaler Rechner nicht selbst heute noch gewisse - vorzugsweise sehr komplexe - Aufgaben der Simulation physikalischer Systeme besser mit der analogen Rechentechnik zu bearbeiten wären.

Bei der für eine bestimmte schaltungs-technische Anwendung zu treffenden Auswahl eines Operationsverstärkers sind als Spezifikationen insbesondere zu beachten:

- Der sog. Spannungs-offset; das ist die Spannung am Eingang des Verstärkers, die zur Ausgangsspannung $0 \cdot V$ führt;
- Möglichkeiten zur Justierung dieses offsets auf $0 \cdot V$;
- die Temperaturdrift dieses offsets;
- die obere Grenzfrequenz des Verstärkers, meist angegeben als $\omega(|\Gamma| = 1)$;
- der maximal zulässige Strom am Ausgang

Weitere Qualitätsmerkmale sind:

- Die Baugröße, vorzugsweise als C/V angegeben.
- Die Fähigkeit der Selbstheilung nach Spannungsdurchschlägen.

(XXX: Der weitere, noch fehlende Text des Abschnitts *Operationsverstärker* ist noch nicht verfügbar.)

14.5.3 Allgemeine Regelungstechnik (*)

In diesem Abschnitt werden wir uns mit technischen Systemen befassen, deren Funktion entscheidend auf dem Konzept der Rückkopplung beruht, mit Systemen nämlich, die

.... die Aufgabe haben, v.a. in technischen Anlagen physikalische Größen (z.B. Druck, Füllstand, Temperatur) trotz des Einwirkens äußerer Störungen konstant zu halten oder, allgemeiner, dem zeitlichen Verlauf einer vorgegebenen Führungsgröße möglichst genau nachzuführen.

Diese der Brockhaus-Enzyklopädie entnommene Definition der Regelungstechnik unterstreicht bereits durch die Wahl der Anwendungsbeispiele, dass diese Disziplin eindeutig in den Bereich der Ingenieurwissenschaft gehört, vorzugsweise in die chemische Verfahrenstechnik. Allerdings wird sich auch jeder experimentierende Physiker immer wieder mit dieser Problematik auseinandersetzen müssen, so dass gewisse zumindest handwerkliche Kenntnisse der Regelungstechnik auch für ihn sehr hilfreich sind. Denn der rein intuitive Umgang mit derartigen Systemen ist, wie man im konkreten Fall meist sehr schnell einsieht, selten ausreichend. Bei der Aneignung dieser Kenntnisse soll dieser Abschnitt eine erste Orientierung geben. Außerdem können uns die Konzepte der Regelungstechnik bei der Diskussion anderer rückgekoppelter Systeme z.B. in der Thermodynamik und der Lasertechnik gute Dienste leisten

Als weiterführende Literatur zur Regelungstechnik empfehle ich [6].

Grundbegriffe der Regelungstechnik (*)

Jedes regelungstechnische Gesamtsystem hat die in der Abb. 44 wiedergegebene Struktur: Der Zustand des betrachteten physikalischen Systems wird (zusammen mit

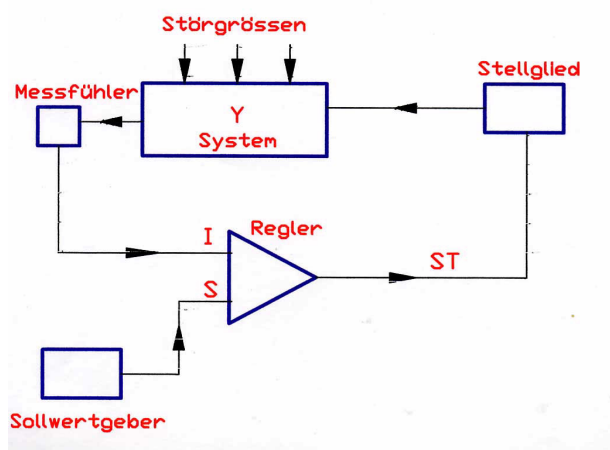


Abb. 44 Grundstruktur eines Regelungssystems

weiteren Größen) durch die physikalische Größe Y beschrieben. Diese Größe Y soll entsprechend der oben gegebenen Definition konstant gehalten oder einem vorgegebenen zeitlichen Verlauf nachgeführt werden. Der aktuelle Wert dieser als *Regelgröße* bezeichneten Größe Y wird durch einen Messfühler M bestimmt. Das Ausgangssignal dieses Messfühlers wird als sog. *Istwert* I einer als *Regler* bezeichneten Baugruppe des Gesamtsystems zugeführt, zusammen mit dem von einem Sollwertgeber erzeugten *Sollwertsignal* S . Aus dem zeitlichen Verlauf dieser beiden Signale errechnet der Regler ein als *Stellgröße* ST bezeichnetes Ausgangssignal. Dieses wird auf das sog. *Stellglied* geführt, das in Abhängigkeit dieser Stellgröße Einfluss nimmt

auf die Größe Y des physikalischen Systems. Das physikalische System wird in der Regelungstechnik oft auch - wenig spezifisch - als *Strecke* bezeichnet. Die durch das Stellglied verursachte Veränderung von Y wird nun aber wieder vom Messfühler detektiert und zum Regler weitergeleitet, so dass der Informationsverlauf geschlossen ist. Jedes regelungstechnische System ist also ein *rückgekoppeltes System*. Es gibt jedoch durchaus rückgekoppelte Systeme, die man nicht zu den regelungstechnischen Systemen zählt, z.B. den Oszillator (Abschnitt 14.5.1). Es sei bereits an dieser Stelle angemerkt, dass die Unterscheidung auf dem Vorzeichen der *Kreisverstärkung* oder *Übertragungsfunktion* beruht, s. Absatz S. 1375. Bei regelungstechnischen Systemen gilt im Arbeitsbereich immer

$$\chi(\omega) < 0 \quad (14.159)$$

während bei einem Oszillator der Schwingungsfrequenz ω_0 die Bedingung

$$\chi(\omega_0) = 1 \quad (14.160)$$

erfüllt ist, s. Abschnitt 14.5.1.

Die Größe Y wird jedoch auch noch von als *Störgrößen* bezeichneten Umgebungsparametern beeinflusst, die nicht Teil des Regelungssystems sind und deren zeitlicher Verlauf nicht im einzelnen vorhersagbar ist. Aufgabe des regelungstechnischen Systementwurfs ist es nun gerade, das technische System aus Messfühler, Sollwertgeber, Regler und Stellglied derart auf das vorgegebene physikalische System anzupassen, dass trotz der Einflüsse der Störgrößen der Sollwert und der Istwert von Y möglichst exakt übereinstimmen.

In der als praktisches Beispiel in der Abb. 45 wiedergegebenen Wasserstands-

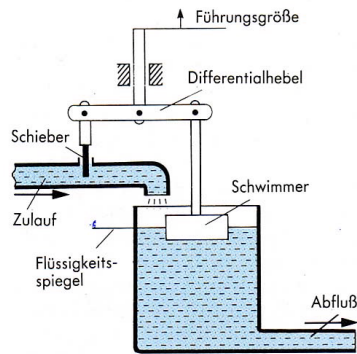


Abb. 45 Niveauregelung im WC-Spülkasten

regelung in einem WC- Spülkasten ist die zu regelnde Größe Y der Flüssigkeitsspiegel im Inneren des Wasserbehälters, der Schwimmer wirkt als Messfühler, und der den Wasserzufluss öffnende bzw. schließende Schieber bildet das Stellglied. Der Sollwert ist durch die konstruktive Ausführung dieser Elemente Schwimmer und Schieber sowie des sie verbindenden Differenzialhebels fest vorgegeben.

Von der Anfangszeit der Regelungstechnik bis etwa 1960 bestanden Regelungssysteme überwiegend aus nicht-elektrischen Elementen und Baugruppen; sie enthielten der klassischen Denkweise der damaligen Ingenieure folgend vorwiegend mechanische und pneumatische Baugruppen. Heute ist der nicht-elektronische Anteil längst auf das absolut notwendige Minimum reduziert worden, am ehesten noch trifft man bei den unmittelbar mit dem physikalischen System verknüpften Elementen Messfühler und Stellglied nicht-elektronische Elemente an.

In der Literatur der Regelungstechnik wird meist zwischen dem Konzept der *Regelung*, also einem Gesamtsystem mit Informationsrückkopplung, und dem der *Steuerung* ohne Informationsrückkopplung unterschieden. Z.B. fehlt bei einer lediglich *gesteuerten* Heizungsanlage für ein Wohnhaus die Rückführung der Information über die aktuelle Temperatur im Haus auf die Vorgabe der Heizleistung. Die Anlage läuft z.B. mit konstanter Heizleistung oder - etwas intelligenter - mit einer in Abhängigkeit der Tages- und der Jahreszeit jeweils unterschiedlich vorgegebenen Heizleistung. In der Realität entspricht diese Unterscheidung Regelung/Steuerung jedoch oft nicht der wirklich vorliegenden Struktur des Informationsflusses. Denn es muss auch noch die Einflussnahme des Bedienungspersonals berücksichtigt werden, in dem obigen Beispiel also z.B. des Hausmeisters, der je nach Wetterlage und/oder persönlichem Befinden Einfluss auf die aktuelle Heizleistung nimmt. Eine reine Steuerung im Sinne der Regelungstechnik liegt also nur selten vor. Häufiger sind

- automatische Regelungsanlagen, die auch ohne Einschaltung des Menschen bereits einen geschlossenen Informationsfluss ergeben und
- Anlagen, bei denen erst durch den Operator der Informationsfluss geschlossen wird.

Ich möchte diese Unterschiede in dem Konzept des Informationsflusses an einem weiteren Beispiel nochmals erläutern, nämlich an der Aufgabe, ein Auto z.B. von Köln nach Frankfurt fahren zu lassen:

- Dem Konzept der reinen Steuerung folgend würde man auf Basis des verfügbaren Kartenmaterials die zeitliche Abfolge von Geschwindigkeit und Fahrtrichtung errechnen, mit deren Hilfe das Auto z.B. von einer bestimmten Autobahn-auffahrt aus auf der Autobahn von Köln nach Frankfurt gelangen soll, und es dann auf die Reise schicken. Selbst bei leerer Autobahn würde das Auto sicher nicht einmal einen Bruchteil dieser Strecke zurücklegen können, ohne die Autobahn zu verlassen. Dafür sind die Genauigkeitsanforderungen an die Vorgaben viel zu hoch und die Umwelteinflüsse (Wind, Unebenheiten der Straße etc.) viel zu stark, um sie vorab auch nur annähernd richtig berücksichtigen zu können.
- Das Konzept des über den Operator geschlossenen Informationsflusses entspricht der normalen Autofahrt. Wenn der Fahrer die Hinweisschilder lesen kann und

sonst keinen gravierenden Fehler macht, wird er das Auto sicher nach Frankfurt steuern.

- Das Konzept der automatischen Regelung ist Zukunftsmusik: Mit Hilfe der Information über die aktuelle Position des Autos (z.B. über GPS (*global positioning system*)) und der Information über das Verhalten der übrigen Verkehrsteilnehmer (diese Sensoren müssen erst noch entwickelt und installiert werden) kann das Auto (in ferner Zukunft ?) vielleicht einmal automatisch, also ohne Eingriff der Insassen, die gewünschte Fahrtstrecke zurücklegen.

Vorteil der automatischen Regelung ist die i.a. wesentlich verbesserte Genauigkeit der Regelung, d.h. die Schranke für den absoluten Unterschied zwischen Sollwert und Istwert. Auch die Einstellzeit, also die Zeit, die nach einer Störung des Systems z.B. durch eine plötzliche Veränderung der Umgebungseinflüsse (oder auch des Sollwertes) vergeht, bis es gelungen ist, den Wert Y wieder auf seinen Sollwert zurück zu führen, ist bei einem geregelten System i.a. deutlich kleiner als bei einem gesteuerten System. Voraussetzung für das korrekte Arbeiten einer automatischen Regelung ist jedoch, dass sich das physikalische System auch so verhält, wie es bei der Auslegung des Regelungssystems vorausgesetzt wurde. Anderenfalls kann es zu einem katastrophalen Fehlverhalten kommen. Das Verhalten des zu regelnden Systems muss also ausreichend bekannt sein. Außerdem muss die zu regelnde Größe ausreichend eng mit der Messgröße verknüpft sein, die als Istwert für die Regelung benutzt wird. Diese Forderung ist nicht trivial, denn in vielen Fällen ist die eigentlich zu regelnde Größe nicht direkt zu erfassen, z.B. weil sie mit erträglichem technischen Aufwand nicht zugänglich ist. Ein typisches Beispiel für eine derartige Situation ist die Temperatur von einigen $100 \cdot ^\circ C$ im Zentrum des Reaktionsgemisches in einem Hochdruck-Reaktionskessel. In anderen Fällen ist die eigentlich zu regelnde Größe mit einer zu starken Verzögerung mit der Stellgröße verknüpft, was, wie wir noch lernen werden, zu starken Problemen bei der Auslegung der Regelung führen würde.

Es gibt also durchaus Situationen, in denen es günstiger ist, auf das Konzept der Steuerung zurück zu gehen, bei der erst durch den Operator der Informationsfluss geschlossen wird. Dieser ist dann (hoffentlich) eher in der Lage, auch auf außergewöhnliche Situationen sinnvoll zu reagieren, also auf Situationen, die bei der Auslegung des Gesamtsystems noch nicht bedacht wurden (werden konnten).

Die Elemente eines Regelungssystems (*)

Wie in der Einleitung zu diesem Abschnitt bereits erläutert wurde, ist jedes Regelungssystem aus einer Serie von Elementen aufgebaut. Jedes Element i dieser Serie besitzt einen Eingang und einen Ausgang, sein Verhalten ist also eindeutig durch Angabe des Zusammenhangs

$$A_i = f(E_i) \quad (14.161)$$

bestimmt. Es liegt daher erneut eine Situation vor, wie wir sie bereits im Abschnitt 3.3.1 behandelt haben. Wir werden uns im folgenden auf den Fall ausschließlich linearer Zusammenhänge $A_i = f(E_i)$ beschränken und können dann erneut alle Ergebnisse der Abschnitte 4.2.1 und 4.2.3 verwenden. Insbesondere ist das Verhalten des Elementes i eindeutig durch Angabe der im Abschnitt 4.2.3 als Suszeptibilität bezeichneten Funktion $\chi_i(\omega)$ festgelegt,

$$A_i(\omega) = \chi_i(\omega) \cdot E_i(\omega) \quad (14.162)$$

In der Regelungstechnik ist allerdings die Formulierung Suszeptibilitätsfunktion völlig unüblich. Wir werden diese Funktion als *Übertragungsfunktion* des Elementes bezeichnen. Eine regelungstechnische Baugruppe G , die aus dem Hintereinanderschalten einer Anzahl k von Elementen entsteht, hat dann offenbar die Übertragungsfunktion

$$\chi_G(\omega) = \prod_{i=1}^k \chi_i(\omega) \quad (14.163)$$

Wir betrachten im folgenden einige einfache, aber typische Fälle von Elementen.

Das Proportional-Element (*) Hierunter verstehen wir ein Element i mit der Übertragungsfunktion

$$\chi_i(\omega) = c \in \mathfrak{R}^1 \quad (14.164)$$

Es gilt also

$$A_i(t) = c \cdot E_i(t) \quad (14.165)$$

Ausgangs- und Eingangssignal sind einander proportional und nicht gegeneinander phasenverschoben, man bezeichnet demzufolge dieses Element als eines mit einem (reinen) Proportionalverhalten. Der Regelungstechniker nennt ein derartiges Element meist abgekürzt ein P-Element. Vorteil eines P-Elementes ist die sofortige unverzögerte Reaktion des Ausgangs auf jede Änderung des Eingangssignals. Als Nachteil kommt zum Tragen, dass eine (bleibende) Änderung des Ausgangs nur möglich ist, wenn sich auch der Eingang (bleibend) ändert. In einem Regelungssystem aus lauter Proportional-Elementen führt daher eine Veränderung der von außen einwirkenden Störeinflüsse auch zu einer Änderung der Regelgröße Y , da ja die erforderliche (bleibende) Änderung der Stellgröße S nur möglich ist bei einer (bleibenden) Änderung der Differenz zwischen Soll- und Istwert von Y . Dieser Effekt wird als *Proportionalabweichung* bezeichnet.

Das Integral-Element (*) Dieses Element hat die Übertragungsfunktion

$$\chi_i(\omega) = c \cdot i \cdot \omega \quad (14.166)$$

Es gilt also

$$A_i(t) = c \cdot \int_{t'=-\infty}^{t'=t} E_i(t') \cdot dt' \quad (14.167)$$

und man bezeichnet das Element demzufolge als *Integral-Element* bzw. abgekürzt I-Element. Vorteil dieses Elementes ist, dass für eine bleibende Änderung des Ausgangssignal keine bleibende Änderung des Eingangssignals erforderlich ist. Nachteil des Integral-Elementes ist, dass der Ausgang gegenüber dem Eingang verzögert reagiert.

Ein anschauliches Beispiel für ein Element mit I-Verhalten ist das motorische Stellventil zur Durchflussregelung. Der Zusammenhang zwischen der Position des Ventils und damit dem Durchfluss Φ z.B. in $\frac{m^3}{h}$ ergibt sich aus der an den Stellmotor angelegten elektrischen Spannung U gemäß

$$\Phi(t) = c \cdot \int_{t'=-\infty}^{t'=t} U(t') \cdot dt' \quad (14.168)$$

(XXX: Der weitere Text des Absatzes *Das Integral-Element* ist noch nicht verfügbar.)

Das Differenzial-Element (*) Dieses Element hat die Übertragungsfunktion

$$\chi_i(\omega) = -c \cdot i \cdot \omega \quad (14.169)$$

und es gilt

$$A_i(t) = c \cdot \frac{dE_i(t)}{dt} \quad (14.170)$$

Dieses *Differenzialverhalten* oder abgekürzt D-Verhalten kommt als reines Element i.a. nicht vor, sondern nur in Kombination mit anderen Verhaltensanteilen, s. nachfolgenden Absatz.

Elemente mit kombiniertem Übertragungsverhalten (-/-)

(XXX: Der Text des Absatzes *Elemente mit kombiniertem Übertragungsverhalten* ist noch nicht verfügbar.)

Das Totzeit-Element (-/-)

(XXX: Der Text des Absatzes *Das Totzeit-Element* ist noch nicht verfügbar.)

Die Stabilität eines Regelungssystems (-)

Wie alle rückgekoppelten Systeme können Regelungssysteme unter entsprechenden Bedingungen in Schwingungen geraten. Wegen der aus Gründen der Regelungsgenauigkeit und -geschwindigkeit erwünschten hohen Signalverstärkung innerhalb des Regelkreises ist diese Gefahr der Instabilität des stationären Zustands bei Regelungssystemen sogar besonders groß. Die Gewährleistung der Stabilität ist daher eine wesentliche und keinesfalls triviale Aufgabe des Systementwurfs.

Wir beginnen die Stabilitätsbetrachtungen damit, dass wir uns den Regelkreis an einer - grundsätzlich beliebigen - Stelle aufgetrennt denken, z.B. zwischen dem physikalischen System und dem Messfühler. D.h. das Regelungssystem ist noch vollständig vorhanden, nur der Informationsfluss ist an einer Stelle unterbrochen. Dann besitzt dieses System wieder einen Eingang und einen Ausgang und damit eine Übertragungsfunktion, nämlich

$$\chi(\omega) = \prod_{i=1}^n \chi_i(\omega) \quad (14.171)$$

Damit das System bei ausreichend niedrigen Frequenzen korrekt regelt, muss diese Funktion negativ reell sein: Ein Anstieg des Istwertes von Y gegenüber dem Sollwert führt dann zu einer Reduzierung der Regelgröße im physikalischen System, das System ist *gegengekoppelt*. Notwendige und hinreichende Bedingung für die Stabilität dieses Systems gegenüber Oszillationen ist nun, dass $\chi(\omega)$ die positive reelle Halbachse niemals bei Werten ≥ 1 schneidet oder berührt,

$$\chi(\omega) \in \Re^1 \Rightarrow \chi(\omega) < 1 \quad (14.172)$$

Im anderen Fall ist nämlich aus der Gegenkopplung eine *Mitkopplung* geworden und das System fängt an zu schwingen, wenn auch nicht unbedingt stationär bei einer wohl bestimmten Frequenz. Hierfür müssten verschärfte und zusätzliche Bedingungen erfüllt sein, s. Abschnitt 14.5.1. Stabile Regelkreise besitzen also eine Gesamt-Übertragungsfunktion mit einem ganz bestimmten typischen Frequenzverhalten etwa entsprechend dem in der Abb. XXX skizzierten Verlauf. (XXX: Diese Abb. ist noch nicht verfügbar.) Ihr Betrag ist bei niedrigen Frequenzen, also im vorgesehenen Arbeitsbereich, relativ hoch. Sobald nun eine Frequenz erreicht wird, bei der Teile des Regelkreises sich bereits ihrer Grenzfrequenz nähern, erzeugen diese zwangsläufig (s. Gl. 4.84 und 4.85) zusätzliche unerwünschte Phasenverschiebungen des Signals. Um sicher zu stellen, dass die Bedingung 14.172 dennoch erfüllt bleibt, muss durch **zusätzliche Maßnahmen** der Betrag der Übertragungsfunktion oberhalb dieses Frequenzbereichs ausreichend rasch erniedrigt werden. Regelkreise sind in ihrem Funktionsbereich also immer auf relativ niedrige Frequenzen begrenzt. Die obere Grenzfrequenz dieses Funktionsbereichs liegt daher meist deutlich niedriger als die nominelle Grenzfrequenz ihrer einzelnen Komponenten.

(XXX: Der weitere Text des Absatzes *Die Stabilität von Regelungssystemen* ist noch nicht verfügbar.)

Kaskadierte Regelungssysteme (*)

In vielen technischen Anlagen hat das Regelungssystem nicht die einfache in Abb. 44 wiedergegebene Struktur, sondern besteht aus mehreren ineinander verschränkten rückgekoppelten Systemen. Eine derartige Möglichkeit ist eine Kaskade von n Regelungssystemen in Form einer Schalenstruktur, wie sie für den Fall $n = 2$ in der Abb. 46 in einem konkreten Beispiel dargestellt ist. Dieses Regelungssystem

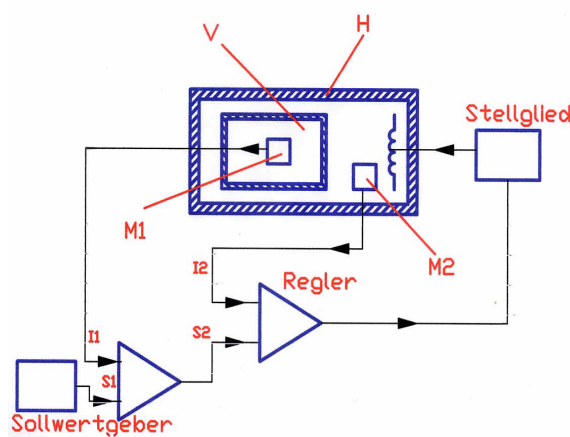


Abb. 46 Beispiel eines 2-fach kaskadierten Regelungssystems

besteht aus dem inneren (*eigentlichen*) Regelungssystem, das von dem Messfühler M_1 , dem Regler R_1 , dem Stellglied und dem physikalischen System H (für *Heizung*, s.u.) gebildet wird. Innerhalb von H befindet sich ein Untersystem V (für *Volumen*) mit einem weiteren Messfühler M_2 . Dessen Messwert geht als Istwert I_2 auf den Regler R_2 , der seinen Sollwert S_2 von dem (eigentlichen) Sollwertgeber erhält. Das Ausgangssignal des Reglers R_2 bildet den Sollwert S_1 für den Regler R_1 . Grundsätzlich bietet die komplexere Struktur des Regelungssystems immer auch die Möglichkeit, ein komplexeres Systemverhalten zu realisieren. Häufig entscheidet man sich für ein kaskadiertes System, um das Problem der Totzeit in den Griff zu bekommen. Soll z.B. die Temperatur in einem physikalischen System geregelt werden, das eine hohe Wärmekapazität besitzt und einen hohen Wärmewiderstand zwischen der Heizvorrichtung H (vgl. erneut Abb. 46) und dem Arbeitsvolumen V , in dem die Temperatur definiert geregelt sein soll, so gibt es keinen idealen Ort für die Montage des Temperaturfühlers. Befindet sich dieser in dem Arbeitsvolumen, so wird sich hier letztlich auch wirklich die Solltemperatur einstellen, die erreichbare Regelungsgeschwindigkeit wird jedoch wegen der sehr hohen inherenten Zeitkonstanten des Systems sehr niedrig

sein. Außerdem hat man mit den oben beschriebenen, für Systeme mit Totzeitverhalten typischen Problemen zu kämpfen. Befindet sich der Temperaturfühler dagegen in der Nähe der Heizvorrichtung, so ist die Verzögerung zwischen dem Messfühlersignal und der durch das Stellsignal erzeugten Temperaturänderung wesentlich kleiner, die Optimierung des Regelungssystems ist wesentlich erleichtert und die erreichbare Regelungsgeschwindigkeit deutlich erhöht. Allerdings wird jetzt nicht mehr die geforderte Temperatur im Arbeitsvolumen geregelt, sondern die an einer ganz anderen Stelle des Systems herrschende Temperatur. Es kommt also zu systematischen Abweichungen zwischen dem Sollwert und der Temperatur im Arbeitsvolumen, die überdies noch von den Störgrößen abhängen. Hier hilft nun das Konzept der Kaskadierung. Man kann z.B. den inneren Regelkreis wie bereits beschrieben auslegen mit einem Messfühler in ausreichender Nähe zur Heizvorrichtung, um so diese Regelung ausreichend schnell zu machen. Hierüber legt man nun einen äußeren Regelkreis mit einem Messfühler im Arbeitsvolumen, einem Vergleich mit dem realen Sollwert und einem Integralverhalten ausreichend hoher Zeitkonstante. Das Ausgangssignal dieses Reglers dient dann als Sollwert für den inneren Regelkreis. Solange sich diejenigen Störgrößen, die den Temperatur**unterschied** zwischen dem Arbeitsvolumen und der 2. Messstelle beeinflussen, langsamer ändern als der Zeitkonstante des äußeren Regelkreises entspricht, arbeitet dieses Regelungskonzept einwandfrei.

Kaskadierte Regelungssysteme haben ihre eigenen komplexen Stabilitätsprobleme. Solange jedoch die typischen Zeitkonstanten der jeweiligen Untersysteme ausreichend weit auseinander liegen, kann die Stabilitätsdiskussion für jedes Untersystem separat geführt werden.

(XXX: Der weitere Text des Absatzes *Kaskadierte Regelungssysteme* ist noch nicht verfügbar.)

Der Spannungsregler (-)

Als einfaches Beispiel eines geregelten Systems werden wir nun den *elektronischen Spannungsregler* diskutieren. Ein Spannungsregler wird an seinem Eingang mit elektrischer Leistung versorgt, also an eine Gleichspannungsquelle angeschlossen ist, die mit einer ausreichenden Strom belastet werden kann. Der Ausgang des Spannungsreglers dagegen verhält sich wie eine Spannungsquelle mit sehr niedrigem Innenwiderstand. Solange die Eingangsspannung nicht einen gewissen unteren Grenzwert unterschreitet, ist der abgegebene Spannungswert weitgehend unabhängig von dem Spannungswert am Eingang. Dieses Beispiel eines geregelten Systems ist einerseits ausreichend übersichtlich strukturiert, um die verschiedenen bisher nur abstrakt diskutierten Elemente eines Regelkreises leicht wieder erkennen zu können. Es ist andererseits aber auch bereits von weit reichender praktischer Relevanz. Denn eine derartige Einheit ist in jedem aktuellen Gleichspannungs-Versorgungsmodul vorhanden, s. Abschnitt 14.3.6.

Das Basiskonzept ist in der Abb. 47 wiedergegeben. Die von den Transistoren

14.6 Digitale Signalverarbeitung (-)

Bei der analogen Signalverarbeitung kann die elektrische Größe, in der die zu verarbeitende physikalische Größe kodiert ist, sämtliche Werte innerhalb eines zulässigen Arbeitsbereichs annehmen. Wenn es sich dabei um eine Spannung U handelt, sind das z.B. alle Werte

$$-10 \cdot V \leq U \leq +10 \cdot V \quad (14.173)$$

Im Gegensatz dazu nimmt bei der digitalen Signalverarbeitung diese elektrische Größe nur Werte aus einer endlichen Anzahl n von Teilbereichen des gesamten Arbeitsbereiches an, die überdies deutlich von einander getrennt sind. Jedem dieser n Teilbereiche ist sodann eine Zahl zugeordnet. Im einfachsten und bis heute nahezu ausschließlich genutzten Fall ist $n = 2$. Wir werden den Zustand, der zu dem Arbeitsbereich mit den absolut höheren Spannungswerten gehört, mit dem Buchstaben H (engl. *high*) bezeichnen und den zu den niedrigeren Spannungswerten gehörenden Zustand mit L (engl. *low*). Eine derartige *binäre Schaltung* kann also ein Signal verarbeiten und/oder weiterleiten, das nur 2 Werte (Zustände) annehmen kann. Diesen beiden Zuständen kann man dann z.B. eine Zahl mit den möglichen Werten 0 oder 1 zuordnen, oder eine logische Größe (s. nachfolgenden Abschnitt 14.6.1) mit den möglichen Werten *wahr* oder *falsch*. Wie die Zuordnung zwischen den beiden Zuständen H und L und den beiden Werten 0 oder 1 bzw. *wahr* oder *falsch* erfolgt, *ist noch frei wählbar*. Die Verarbeitung von Zahlen mit einer größeren Dynamik benötigt dann eine entsprechende Parallelschaltung von gleichartigen Schaltungen oder eine serielle, d.h. zeitlich nacheinander ablaufende Signalverarbeitung. In beiden Fällen bietet es sich an, bei der Darstellung einer Zahl vom Dezimalsystem zum sog. *Dualsystem* überzugehen, einem System also, bei dem die Zahlen nicht - wie in unserer Gesellschaft üblich - als Linearkombination von Potenzen zur Basis 10 geschrieben werden, sondern als solche zur Basis 2.

Der entscheidende Vorteil der digitalen Signalverarbeitung besteht in der nahezu vollständigen Beseitigung der Rauschproblematik. D.h. in einem Gerät der digitalen Signalverarbeitung geht - unabhängig von der Komplexität des Gerätes, also der Anzahl der hintereinander geschalteten Baugruppen - keinerlei Information verloren (s. jedoch Abschnitt 14.6.10). Im Fall der sog. 5-Volt-Logik ist die Zuordnung zwischen der Spannung U und den Zuständen H und L durch die Vorschrift

$$3,125 \cdot V \leq U \leq 5 \cdot V \rightarrow H \quad (14.174)$$

$$0 \cdot V \leq U \leq 1,875 \cdot V \rightarrow L \quad (14.175)$$

gegeben. Solange daher die aktuelle Spannung U nach dem Durchgang durch die betrachtete Baugruppe trotz des auch hier elektronisch bedingten zusätzlichen Rauschanteils das jeweilige Signalfenster zu keinem Zeitpunkt verlässt, wird es mit Sicherheit von der nachfolgenden Baugruppe wieder als derselbe Zustand erkannt und dann i.a. auf dem Wege der Signalkonditionierung wieder an den Rand des jeweiligen Spannungsfensters (also nahe $0 \cdot V$ bzw. nahe $5 \cdot V$) *gezogen*. Dieser Vorgang lässt sich

beliebig oft wiederholen, ohne dass die Information verändert wird. Bei genauem Hinsehen werden wir allerdings feststellen, dass auch die digitale Signalverarbeitung und -übertragung nicht völlig ohne Informationsverlust möglich ist, s. Abschnitt 14.6.10. Allerdings ist dieser Verlust im Vergleich zu dem bei der analogen Signalübertragung extrem gering. Dieser Vorteil der (nahezu) verlustfreien Signalverarbeitung ist derart essentiell, dass er bis heute zu einer nahezu vollständigen Verdrängung der analogen Techniken geführt hat, obwohl sie bis dahin vielfach bereits über Jahrzehnte erfolgreich eingeführt waren. Lediglich bei der Signaleingabe und -ausgabe kann auf sie in den meisten Fällen (noch) nicht verzichtet werden.

Digitale Signalkodierung und -verarbeitung bedeutet immer Arbeit im Zeitbereich; zumindest ist mir eine kommerziell genutzte Kodierung der relevanten Information als Frequenz in der Digitaltechnik nicht bekannt.

Ein Nachteil der digitalen Signaltechnik ist der i.a. höhere technische Aufwand. Dieser verliert jedoch im Zuge der ständig fortschreitenden Miniaturisierung elektronischer Festkörperschaltkreise und der damit einhergehenden Kostenreduzierung immer mehr an Bedeutung. Es verbleibt insbesondere der Nachteil der bei gleicher Frequenzbreite der Signalübertragung reduzierten Signalübertragungsgeschwindigkeit.

Wir werden in den nachfolgenden Abschnitten zunächst die Basis-Schaltungen der digitalen Elektronik kennen lernen. Diese Schaltungen treffen wir heute nahezu ausschließlich in hochintegrierter Form innerhalb von Festkörperschaltkreisen an. In diesen Festkörperschaltkreisen können jedoch Induktivitäten insgesamt und Kapazitäten von mehr als einigen pF nur schwierig realisiert werden. Außerdem sind aktive Elemente auch nicht teurer in der Herstellung als passive. Wegen dieser fertigungstechnischen Besonderheiten enthalten Festkörper-Schaltungen meist ungleich mehr Transistor-Elemente als man bei einem diskreten Aufbau benötigen würde, so dass selbst funktionell relativ einfache Beispiele bereits sehr komplex in der Umsetzung geworden sind und ihre Funktionsweise daher nur sehr umständlich vermittelbar ist. Daher werde ich mich darauf beschränken, die Funktionsweise derartiger Baugruppen an Hand ihrer Realisierung in konventioneller elektronischer Schaltungstechnik zu erläutern, also durch das Zusammenschalten von sog. diskreten Bauelementen (Dioden, Transistoren, Widerstände etc.). Im Anschluss daran folgt eine kurze Darstellung der Funktionsweise des Digitalrechners sowie einer seiner speziellen Varianten, der sog. **speicherprogrammierbaren Steuerung SPS**, und eine etwas ausführlichere Diskussion der wichtigsten digitalen Ein- und Ausgabegeräte.

Ein wichtiger Anteil digitaler elektronischer Baugruppen sind die Schaltungen, die die erforderlichen logischen Entscheidungen und Verknüpfungen ausführen. Wegen der sehr engen Analogie zwischen den elektronischen Logikschaltungen und der mathematischen Aussagenlogik habe ich dem Kapitel der digitalen elektronischen Signalverarbeitung eine kurze Darstellung dieser mathematischen Disziplin vorangestellt. Vielleicht wird dieser Abschnitt dem Leser über den Nutzen beim Studium der nachfolgenden elektronischen Abschnitt hinaus sogar Anregungen geben für die Diskussion ganz anderer Themen.

14.6.1 Aussagen-Logik (*)

Die *mathematische Logik* (von $\lambda\omicron\gamma\iota\kappa\epsilon$ (griech.) die Kunst des Denkens) ist die Wissenschaft von der schlüssigen und folgerichtigen Beweisführung und bildet damit einen der Pfeiler der modernen Mathematik. Sie stellt die Regeln bereit, mit deren Hilfe Aussagen und deren Beziehungen untereinander so miteinander verknüpft werden, dass sie zu ausschließlich widerspruchsfreien Aussagen führen. Historisch betrachtet hat diese mathematische Disziplin einen ähnlichen Weg durchlaufen wie viele andere auch: Ausgehend von heuristischen und intuitiven Ansätzen und Argumentationsketten wurde das logische Dilemma dieser Vorgehensweise immer klarer erkannt und als Ausweg aus diesem Dilemma schließlich der Rückzug auf ein ausschließlich axiomatisches Konzept vollzogen. Von welcher Art diese Probleme sind, leuchtet sofort ein, wenn man beginnt über die Frage nachzudenken, mit Hilfe welcher Disziplin sich die Gesetze der mathematische Logik beweisen lassen, die ja gerade erst das Werkzeug der Beweistechnik bereitstellen soll. Ich werde einen pragmatischen Mittelweg gehen, da ich die absolute logische Strenge an dieser Stelle für nicht so entscheidend halte und möglichst rasch zu den für eine Schaltungsauslegung hilfreichen Fakten kommen möchte. Dem an einer Vertiefung interessierten Leser empfehle ich [1].

Die Grundelemente der Aussagenlogik (*)

Die mathematische Aussagen-Logik handelt von *Aussagen*, von deren *Verknüpfung* durch sog. *Junktoren* und von *logischen Schlüssen* oder *Tautologien*.

- *Aussagen* sind durch Worte und/oder Symbole präzisierte Formulierungen, die immer und unter allen Umständen entweder *wahr* oder *falsch* sind.[§] Da es sich um Größen handelt, die nur ganz bestimmte Werte annehmen können, bezeichnen wir sie auch als *logische Variable*.
- *Verknüpfungen* von Aussagen (Variablen) ordnen einer oder mehreren Aussagen wieder eine Aussage zu. Die Wirkung dieser einstelligen oder mehrstelligen Junktoren ist eindeutig durch die Angabe ihrer sog. Wahrheitstabelle festgelegt. In dieser wird zu jeder Kombination von Wahrheitswerten der Eingangsaussagen der Wahrheitswert der verknüpften Aussage angegeben.
- *Tautologien* sind Verknüpfungen von Aussagen, die immer den Wert *wahr* annehmen, unabhängig vom Wahrheitswert der Eingangsaussagen.

Die wichtigsten Junktoren (*)

Der wichtigste einstellige Junktor ist die *Negation* einer Aussage A (verbal *nicht*; Symbol \bar{A}), die wichtigsten zweistelligen die *Konjunktion* 2-er Aussagen A und B

[§]Es lassen sich auch Aussagen formulieren, die weder wahr noch falsch sind, sondern bereits in sich einen logischen Widerspruch enthalten. Ein Beispiel einer derartigen sog. *Antinomie* ist die vom Dorfbarbier: Er rasiert alle Bewohner seines Dorfes, die sich nicht selbst rasieren.

(verbal *und*; Symbol $A \wedge B$), die *Disjunktion* oder *Adjunktion* (verbal *oder*; Symbol $A \vee B$), die *Implikation* oder *Subjunktion* (verbal *wenn ... dann*; Symbol $A \Rightarrow B$) und die *Äquivalenz* (verbal *genau dann, wenn*; Symbol $A \Leftrightarrow B$). Die Funktion dieser Junktoren ergibt sich aus den nachfolgend aufgeführten Wahrheitstabellen, dabei steht der Buchstabe w für den Wahrheitswert *wahr* und f für *falsch*:

A	\bar{A}	A	B	$A \wedge B$	A	B	$A \vee B$
w	f	w	w	w	w	w	w
w	f	w	f	f	w	f	w
f	w	f	w	f	f	w	w
f	w	f	f	f	f	f	f

A	B	$A \Rightarrow B$	A	B	$A \Leftrightarrow B$
w	w	w	w	w	w
w	f	f	w	f	f
f	w	w	f	w	f
f	f	w	f	f	w

An dieser Stelle ist es angebracht, auf einige Abgrenzungen der mathematischen Definition dieser Junktoren zum umgangssprachlichen Gebrauch dieser Begriffe hinzuweisen. Die logische Verknüpfung *oder* ergibt auch dann den Wert *wahr*, wenn beide Eingangsaussagen den Wert *wahr* annehmen. In der Umgangssprache soll mit dem Wort *oder* dagegen oft diese Situation ausgeschlossen werden, also A oder B, aber nicht beide gemeinsam. Zur Vermeidung dieses Missverständnisses wird in der mathematischen Logik die Verknüpfung, die nur dann *wahr* ist, wenn die beiden Eingangsaussagen verschiedene Wert angenommen haben, verbal als *ausschließlich oder* bezeichnet.

Eine wichtige Frage ist nun, wie viele (und welche) Junktoren benötigt werden, um jede beliebige logische Verknüpfung von Eingangsaussagen formulieren zu können. Die damals durchaus überraschende Antwort fand 1913 *Henry Maurice Sheffer* (* 1883 in der Ukraine; † 1964 in Cambridge/Mass.(USA)).

Satz 161 Jede beliebige logische Verknüpfung lässt sich durch einen logischen Ausdruck darstellen, der ausschließlich den sog. Shefferschen Strich, die Negatkonjunktion (verbal *weder noch*; Symbol $|$) mit der Wahrheitstabelle

A	B	$A B$
w	w	f
w	f	f
f	w	f
f	f	w

enthält.

Dasselbe gilt aber auch für die Junktoren Negativ-Konjunktion ($\overline{A \wedge B}$) und Negativ-Disjunktion ($\overline{A \vee B}$).

Zum Abschluss dieses Absatzes führe ich einige nützliche Äquivalenzrelationen von Aussagenvariablen auf,

$$\overline{\overline{A}} \Leftrightarrow A \quad (14.176)$$

$$A \wedge (B \wedge C) \Leftrightarrow (A \wedge B) \wedge C \quad (14.177)$$

$$A \wedge (B \vee C) \Leftrightarrow (A \wedge B) \vee (A \wedge C) \quad (14.178)$$

$$A \vee (B \wedge C) \Leftrightarrow (A \vee B) \wedge (A \vee C) \quad (14.179)$$

$$\overline{(A \wedge B)} \Leftrightarrow \overline{A} \vee \overline{B} \quad (14.180)$$

Der Beweis aller dieser Relationen erfolgt am einfachsten durch Verwenden der Wahrheitstabellen, s. auch Aufgabe 3. Als Beispiel zu dieser Vorgehensweise beweisen wir die Gl. 14.180:

A	B	$A \wedge B$	$\overline{(A \wedge B)}$	\overline{A}	\overline{B}	$\overline{A} \vee \overline{B}$	$\overline{(A \wedge B)} \Leftrightarrow \overline{A} \vee \overline{B}$
w	w	w	f	f	f	f	w
w	f	f	w	f	w	w	w
f	w	f	w	w	f	w	w
f	f	f	w	w	w	w	w

Analogie zu elektronischen Logikelementen (*)

Die in der Einleitung zum Kapitel 14.6 bereits angesprochene Analogie zwischen den Aussagen der mathematischen Logik und den elektronischen Baugruppen zur Umsetzung logischer Entscheidungen ist nun offensichtlich: In beiden Fällen treten ausschließlich Signale auf, die jeweils nur 2 Werte annehmen können. Sobald also für eine elektronische Logikschaltung festgelegt worden ist, welche logische Eingangsaussage jedem der vorhandenen Signaleingänge entspricht und mit welcher Polarität diese jeweils kodiert ist (also z.B. wahr $\Leftrightarrow H$; falsch $\Leftrightarrow L$), stellt die Logikschaltung ein Simulationsmodell für die zugehörige Aussage dar, sie zeigt ein völlig identisches Verhalten. Daher können z.B. für die Konzeption einer logischen Schaltung alle Regeln der Aussagenlogik verwendet werden, also z.B. die Gl. 14.176 bis 14.180. Insbesondere gilt auch, dass mit Bauelementen, die ein Negatkonjunktionsverhalten zeigen, jede beliebige logische Funktion realisiert werden kann. Zur Eingewöhnung in diese Art des Schaltungsentwurfs empfehle ich dem Leser die Bearbeitung der Aufgabe 3.

14.6.2 Gatterschaltungen (*)

Elektronische Schaltungselemente, die eine einstufige, aber mehrstellige (vgl. Abschnitt 14.6.1) logische Verknüpfung herstellen, werden meist als *Gatter* bezeichnet. Die schaltungstechnisch einfachsten Gatter sind mit Dioden aufgebaut. Die Abb. 48

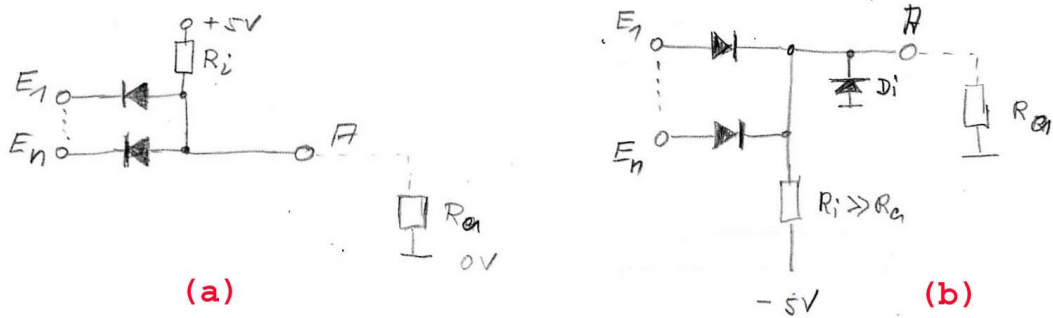


Abb. 48 Schaltbild eines mit Dioden aufgebauten UND-Gatters (a) und eines Oder-Gatters (b).

(a) zeigt ein UND-Gatter und die Abb. 48 (b) ein ODER-Gatter in dieser Technik. Die logische Kennzeichnung gilt dabei für die Festlegung *wahr* $\Leftrightarrow H$. Die Funktion beider Schaltungen ergibt sich erst, wenn man auch die Wirkung des an dem Ausgang A anliegenden Abschlusswiderstand R_a berücksichtigt, den wir als gegen das Potenzial $0 \cdot V$ geschaltet voraussetzen.

Für das UND-Gatter (Abb. 48 (a)) setzen wir voraus, dass

$$R_i \ll R_a \quad (14.181)$$

Dann liegt der Ausgang nur dann auf einem dem Zustand H entsprechenden Potenzial nahe $5 \cdot V$, wenn alle Ausgänge ebenfalls auf H liegen (oder offen, also nicht angeschlossen sind). Sobald aber einer der Eingänge auf L liegt, wird die zugehörige Diode leitend und der Ausgang liegt ebenfalls auf L .

Bei dem ODER-Gatter (Abb. 48 (b)) ist immer diejenige Diode leitend, die zu dem Eingang mit der positivsten Spannung gehört. Also liegt der Ausgang auf H , sobald mindestens einer der Eingänge auf H liegt. Der in die Abb. 48 (b) eingezeichnete Widerstand R_i und die Diode D_i sowie die zusätzliche Spannungsversorgung mit $-5 \cdot V$ können auch entfallen, allerdings wird dann die Schaltung im Zustand L sehr hochohmig.

Die effektiven Eingangs- und Ausgangswiderstände dieser rein passiven Gatterschaltungen sind in den beiden Schaltzuständen L und H sehr unterschiedlich. Daher lassen sich die Schaltungen nur sehr eingeschränkt direkt hinter einander schalten, d.h. ohne dazwischen geschaltete Impedanzwandler und/oder Signalkonditionierer.

14.6.3 Inverter (*)

Schaltungen, die die logische Funktion der Negation herstellen, können nicht ausschließlich mit passiven Elementen realisiert werden. Eine typische Transistorschaltung zur Negation eines Digitalsignals in der $5V$ -Logik zeigt die Abb. 49. Wieder muss zum korrekten Verständnis der Funktionsweise dieser Schaltung der Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe mit bedacht werden, der in Abb. 49 mit R_a

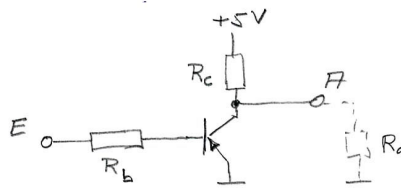


Abb. 49 Prinzipschaltbild eines Inverters

bezeichnet ist. Solange die Bedingung

$$\frac{R_c}{R_b} < \beta \quad (14.182)$$

β : Stromverstärkung des Transistors

erfüllt ist, gilt

$$U_e < U_{be}^{(0)} \Rightarrow U_a = 5 \cdot V \cdot \frac{R_a}{R_c + R_a} \quad (14.183)$$

$$U_e \cong 5 \cdot V \Rightarrow U_a \approx U_{ce}^{(0)} \quad (14.184)$$

(Zur Bedeutung der beiden Transistorknickspannungen $U_{be}^{(0)}$ und $U_{ce}^{(0)}$ s. Abschnitt 14.2.6). D.h. diese Schaltung negiert das Eingangssignal und führt zusätzlich eine gewisse Signalkonditionierung durch, jedoch nur für den Eingangspegel H : Auch wenn das Eingangssignal bereits etwas unterhalb des durch die Gl. 14.174 definierten Bereichs liegt, erzeugt die Schaltung dennoch am Ausgang den durch Gl. 14.184 angegebenen Wert. Für den Pegel L gibt es allerdings kein analoges fehlertolerantes Verhalten: Sobald die Eingangsspannung über den Wert $U_{be}^{(0)}$ hinaus ansteigt, neigt die Schaltung dazu, Ausgangsspannungen deutlich unter $5 \cdot V$ zu erzeugen. Zur sauberen Signalkonditionierung eignet sich insbesondere die von dem amerikanischen Biophysiker Otto Herbert Schmitt (* 1913 in St.Louis/Missouri(USA); † 1998 ebenda) 1938 erfundene *Schmitt-Trigger*-Schaltung. Die elektronische Funktionsweise dieses Schaltungstyps ist im nachfolgenden Abschnitt 14.6.4 erläutert. Er hat folgende Funktion: Der Ausgang befindet sich stationär immer innerhalb von 2 Spannungsbereichen, die durch die Schaltungsauslegung sehr eng begrenzt und z.B. um die Werte $0,5 \cdot V$ und $5 \cdot V$ herum konzentriert sind. Wir wollen diese beiden Zustände wieder mit H bzw. L kennzeichnen. Der Schmitt-Trigger wechselt nun von dem einen Zustand in den jeweils anderen unter folgenden Bedingungen:

$$H \rightarrow L \Leftrightarrow U_e > U_t^{(1)} \quad (14.185)$$

$$L \rightarrow H \Leftrightarrow U_e < U_t^{(2)} \quad (14.186)$$

$$U_t^{(1)} \gtrsim U_t^{(2)} \quad (14.187)$$

Die Bedingung 14.187 wird als *Hysterese* der Schaltung bezeichnet. Sie ist jedoch nicht etwa ein unvermeidbarer Störeffekt der Schaltung, sondern unbedingt erforderlich, damit die Schaltung *jitterfrei* arbeitet. Damit ist gemeint, dass auch bei einem sehr langsamen Anstieg oder Abfall der Eingangsspannung, auch wenn diese überdies noch leicht verrauscht ist, der Ausgang nicht mehrfach hintereinander zwischen den beiden Zuständen hin und her kippt, sondern **genau einmal** schaltet. Außer zur Konditionierung digitaler Signale findet der Schmitt-Trigger seine Anwendung insbesondere bei der Umwandlung analoger in digitale Signale, s. Abschnitt 14.6.12.

Wird eine Inverterstufe mit hoher Leistungsverstärkung benötigt, bietet sich der Einsatz einer sog. *Darlington-Schaltung* an, s. Abb. 50. Die Funktion dieser

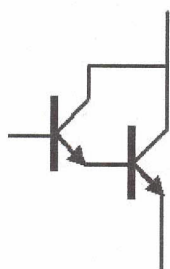


Abb. 50 Aufbau eines Darlington-Transistors

kaskadierten Transistorstufe entspricht annähernd der eines Transistors mit einer Stromverstärkung, die gleich dem Produkt der Stromverstärkungen der beiden einzelnen Transistoren ist

$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2 \quad (14.188)$$

Außerdem addieren sich die beiden Basis-Emitter-Spannungen. Derartige Darlington-Transistoren gibt es heute als in ein Gehäuse integrierte Bauelemente.

14.6.4 Multivibratoren (*)

In diesem Abschnitt werden wir eine Klasse von Schaltungen kennenlernen mit der gemeinsamen Eigenschaft, dass sie überhaupt nur in 2 verschiedenen Zuständen stationär existieren können. In diesen Zuständen ist ihre Ausgangsspannung jeweils sehr eng begrenzt und z.B. um die Werte $0,5 \cdot V$ und $5 \cdot V$ herum konzentriert. Diesen beiden Zuständen bezeichnen wir wieder mit L bzw. H . Die zu anderen Werten der Ausgangsspannung gehörenden Zustände der Schaltung sind instabil, die Schaltung wechselt von diesen aus eigenständig und innerhalb einer wohl definierten Zeit, der *Schaltzeit*, in einen der beiden stabilen Zustände. I.a. haben diese Schaltungen zusätzlich noch einen 2. Ausgang, an dem jeweils das zum Signal am 1. Ausgang invertierte Signal anliegt. Diese Schaltungen haben im deutschen Sprachgebrauch (etwas irreführend) die Bezeichnung *Multivibrator* erhalten. Sie bestehen i.a. aus 2

Inverter-Elementen, die derart miteinander gekoppelt sind, dass das oben genannte Verhalten entsteht. In den beiden stabilen Zuständen ist jeweils einer der beiden Inverter-Elemente stromlos, also im Zustand H , s. Abschnitt 14.6.3, und der andere im Zustand der Übersteuerung, also im Zustand L .

Diese beiden Zustände können nun beide absolut stabil sein, dann bezeichnet man das Schaltelement als *bistabilen Multivibrator*; im Laborjargon hat sich hierfür die aus der amerikanischen Sprache übernommene sehr eingängige Bezeichnung *Flip-Flop* eingebürgert. Das Element besitzt i.a. je 2 Eingänge und Ausgänge und lässt sich durch einen Impuls geeigneter Polarität und Länge am jeweiligen Eingang umschalten. Und zwar lässt sich das Flip-Flop am Eingang 1 nur in den Zustand schalten, in dem der Ausgang 1 auf H liegt und entsprechend am Eingang 2 nur in den Zustand, in dem der Ausgang 1 auf L liegt. Es speichert also die Information über den **zuletzt aktivierten Eingang**. Verbindet man beide Eingänge miteinander, wird das Flip-Flop durch jeden Impuls weitergeschaltet, d.h. es arbeitet als Zähler oder Frequenzteiler.

Ist nur einer der Zustände absolut stabil und der 2. nur für eine wohl definierte Zeit (meta-)stabil, dann lässt sich das Element in diesen metastabilen Zustand umschalten, kippt aber hieraus nach Ablauf dieser Zeit von selbst wieder in den absolut stabilen Zustand zurück. Derartige Schalt-Elemente heißen *monostabile Multivibratoren*, im Laborjargon bezeichnet man sie als *Mono-Flop*.

Schließlich lässt sich die Kopplung der beiden Inverterbausteine auch so ausführen, dass beide Zustände nur metastabil sind, d.h. nach einer bestimmten Zeit von selbst in den jeweils anderen Zustand umkippen. Ein derartiges Element führt also Kippschwingungen aus, die Ausgangsspannung ist eine regelmäßige Folge von Rechtecksignalen. Dieses Element wird als *astabiler Multivibrator* oder auch nur als *Multivibrator* bezeichnet.

Die Abb. 51 zeigt ein typisches Schaltbild eines Multivibrators auf Basis von npn-Transistoren, das für alle diese Varianten gültig ist. Sind beide Rückkopplungs-

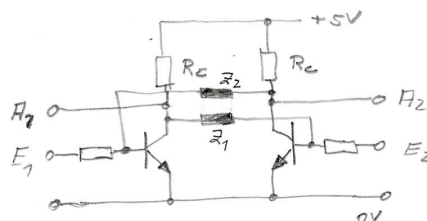


Abb. 51 Schaltungsprinzip eines Multivibrators

impedanzen reell,

$$Z_1 = R_1 \quad ; \quad Z_2 = R_2 \quad (14.189)$$

handelt es sich um ein Flip-Flop. Ist eine der beiden Impedanzen rein kapazitiv, z.B.

$$Z_1 = R_1 \quad ; \quad Z_2 = \frac{1}{i \cdot \omega \cdot C_2} \quad (14.190)$$

so arbeitet die Schaltung als Mono-Flop mit einer Impulsbreite der Größenordnung

$$\tau \sim R_c \cdot C_2 \quad (14.191)$$

Sind beide Impedanzen rein kapazitiv, so handelt es sich um einen astabilen Multivibrator mit einer Frequenz der Größenordnung

$$f \sim \frac{1}{R_{c,1} \cdot C_1 + R_{c,2} \cdot C_2} \quad (14.192)$$

Damit dieser Schaltungstyp sicher funktioniert, muss die Kleinsignalverstärkung des gesamten Signalkreises, also z.B. ausgehend von der Basis (1) über den Kollektor (1) zur Basis (2) und über den Kollektor (2) wieder zurück zur Basis (1), bis zu ausreichend hohen Frequenzen hin positiv reell sein und deutlich über 1 liegen.

Zu der Klasse der Multivibratoren wird meist auch der bereits im Abschnitt 14.6.3 angeführte Schmitt-Trigger gezählt, s. Abb. 52. Dieser ist unsymmetrisch

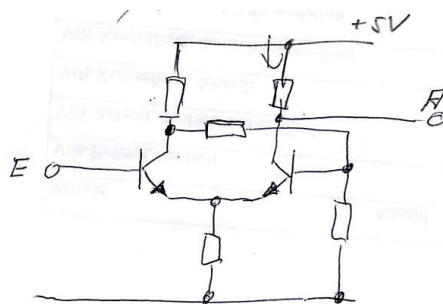


Abb. 52 Schaltungsprinzip eines Schmitt-Triggers

aufgebaut, es gibt nur noch eine Kollektor-Basis-Mitkopplung, dafür aber eine zusätzliche Kopplung durch den gemeinsamen Emitterkreis. Solange der Transistor (1) stromlos ist, befindet sich der Transistor (2) im Zustand der Übersteuerung, das Ausgangssignal liegt auf einen niedrigen Wert von z.B. $1 \cdot V$. Der genaue Zahlenwert ist außer durch die Knickspannung $U_{ce}^{(0)}$ durch den Emitterwiderstand bestimmt. Sobald der Transistor (1) eine gewisses Mindestmaß an Strom führt, reicht die Mitkopplung aus, um den Transistor (2) ganz in den stromlosen Zustand zu ziehen. Dieser Vorgang wird durch die Emitterkreis-Kopplung wesentlich unterstützt. Insbesondere führt diese Kopplung dazu, dass die sog. *Triggerspannung*, das ist die für das Umschalten der Ausgangsspannung nötige Eingangsspannung, für das Umschalten des Ausgangs von H nach L etwas höher liegt als die für das Umschalten von L nach H nötige Spannung, wie es für das verlässliche Verhalten eines Schmitt-Triggers bereits im Abschnitt 14.6.3 gefordert wurde.

14.6.5 Zeichnungssymbole für digitale Schaltungen (-)

Für die Kennzeichnung digitaler Baueinheiten in den Schaltplänen der Digital-Elektronik gibt es bis heute ein Nebeneinander unterschiedlicher Systeme und Normen. Wohl gibt es eine im Grundsatz verbindliche deutsche und europäische Normung für diese Zeichnungssymbole ([5]), diese hat sich jedoch bis heute nicht vollständig durchsetzen können. Die Abb. XXX zeigt einige Beispiele dieser Symbole für folgende Varianten:

1. die zumindest in Deutschland anfangs (z.B. vom Erfinder des Digitalrechners, Karl Zuse) weitgehend einheitlich verwendeten Symbole;
2. die Symbole der aktuell gültigen IEC-Norm;
3. die in den USA durchgehend verwendeten Symbole.

(XXX: Die diese Symbole wiedergebende Abb. ist noch nicht verfügbar.)

Ich gestehe, dass ich ebenfalls Probleme habe, die Symbole der IEC-Norm zu verwenden, einfach weil sie zu wenig differenzierend konzipiert sind und daher nicht gerade zur Lesbarkeit eines umfangreichen Schaltplans beitragen. Ich werde mir daher die Freiheit nehmen und in den nachfolgenden Schaltskizzen durchgängig die in der Abb. XXX als *alt* gekennzeichnete Symbolik verwenden.

(XXX: Der weitere Text des Abschnitts *Zeichnungssymbole für digitale Schaltungen* ist noch nicht verfügbar.)

14.6.6 Typische Struktur eines elektronischen Steuergerätes (*)

Ein (analoges oder digitales, elektronisches oder auch mit anderen Techniken realisiertes) *Steuerungsgerät* hat die Aufgabe, auf Basis des zeitlichen Ablaufs einer gewissen Anzahl von Eingangssignalen in vorher festgelegter Weise den zeitlichen Ablauf einer gewissen Anzahl von Ausgangssignalen vorzugeben. Es liegt also wieder ein *System* im Sinne des Kapitels 2.6 vor und man könnte geneigt sein, auch in diesem Fall die Konzepte des zeitabhängigen Signal-Responses anzuwenden. Dieses Vorgehen würde sich an dieser Stelle jedoch als wenig hilfreich erweisen. Wir werden in diesem Abschnitt auch von Anfang an auf den Anspruch der allgemeinen Gültigkeit verzichten und uns auf eine spezielle, allerdings nahezu immer vorliegende Situation beschränken. Diese wollen wir durch folgende Annahmen kennzeichnen:

- Für das zu steuernde Gesamtsystem und damit auch für das Steuergerät lassen sich eine Reihe von *Zuständen* definieren und verbal beschreiben (z.B. *Pause; warten auf eine bestimmte Änderung bestimmter Eingangssignale; etc.*).
- Der zeitliche Ablauf der Ausgangsgrößen ist durch den aktuellen Zustand des Steuergerätes und durch den zeitlichen Ablauf der Eingangsgrößen eindeutig festgelegt. Eventuell fungieren gewisse Ausgangsgrößen des Steuergerätes gleichzeitig auch als Eingangsgrößen.

- Der zeitliche Ablauf der Eingangsgrößen bestimmt, wann das Steuergerät von dem aktuellen Zustand in einen anderen übergeht.

Als konkretes Beispiel eines derartigen Steuergerätes betrachten wir die technische Realisierung einer optimierten automatischen Garagentor-Steuerung:

Die Steuerung kennt 2 verschiedene Pausen-Zustände: (P1) "Garage leer, Garagentor geschlossen" sowie (P2) "Auto in der Garage, Garagentor geschlossen". Befindet sich die Steuerung im Zustand (P1), wartet sie auf das Signal "Auto vor der Garagen-Einfahrt, Öffnung des Tors mit korrektem Sicherheits-Code angefordert". Sobald dieses Signal erkannt wird, wechselt die Steuerung in den Zustand "Tor öffnen". In diesem Zustand löst die Steuerung den Befehl "Öffnungsmotor betätigen" aus, sofern nicht die Meldung "Hindernis zwischen den Torpfosten" wahr ist. Sobald der Sensor "Tor am äußeren Endpunkt" ausgelöst wird, wechselt die Steuerung in den Zustand "Tor offen". In diesem Zustand sind alle Motore abgeschaltet und das Steuergerät wartet auf die Sensormeldung "Auto in der Garage" oder auf den mit korrektem Sicherheits-Code abgesendeten Befehl "Tor schließen". Darauf hin wechselt die Steuerung in den Zustand "Tor schließen" und löst den Befehl "Schließmotor betätigen" aus, sofern nicht die Meldung "Hindernis zwischen den Torpfosten" ausgelöst ist. Sobald der Sensor "Tor am inneren Endpunkt" ausgelöst wird, wechselt die Steuerung in Abhängigkeit von der Sensor-Information "Auto in der Garage ja/nein" in den Zustand (P1) oder (P2).

Befindet sich die Steuerung im Zustand (P2), wartet sie auf das Signal "kein Auto vor der Garagen-Einfahrt, Öffnung des Tors mit korrektem Sicherheits-Code angefordert". Sobald dieses Signal erkannt wird, wechselt die Steuerung in den Zustand "Tor öffnen". Der weitere Ablauf ist mit dem oben beschriebenen identisch.

Die aus dem spezifizierten generellen Funktionskonzept resultierende Struktur des Steuergerätes ist in der Abb. 53 wiedergegeben. Für jedes Ausgangssignal gibt es eine Signalverarbeitungskette, die zumindest aus einer Auslöselogik und einem Signalgeber besteht. In manchen Fällen erzeugt dieser Geber ein Signal, dessen zeitlicher Ablauf nicht mehr von den Eingangssignalen beeinflusst werden kann, sobald er erst einmal ausgelöst worden ist. In anderen Fällen wird nicht nur der Start, sondern z.B. auch das Signalende durch gewisse Eingangssignale bestimmt. Welche der Eingangssignale als Signaleingänge für welche dieser Logikbaugruppen wirken, bestimmt der Signalverteiler. Der Zustandszähler besitzt i.a. für jeden Weiterschaltvorgang eine andere logische Bedingung. Als Eingangssignale seiner Fortschaltlogik wirken daher zusätzlich zu den primären Eingangssignalen auch noch der Zählerstand und die Ausgangssignale.

Historisch betrachtet waren die ersten kommerziellen Steuergeräte nach genau diesem Konzept aufgebaut, zunächst vorzugsweise in Relais-technik, später dann zunehmend mit elektronischen Baugruppen. Die hierfür nötigen Schaltungen haben wir bereits kennengelernt: Die logischen Entscheidungen können mit den Gatterschaltungen umgesetzt werden, zur Speicherung des jeweiligen Systemzustands kann eine

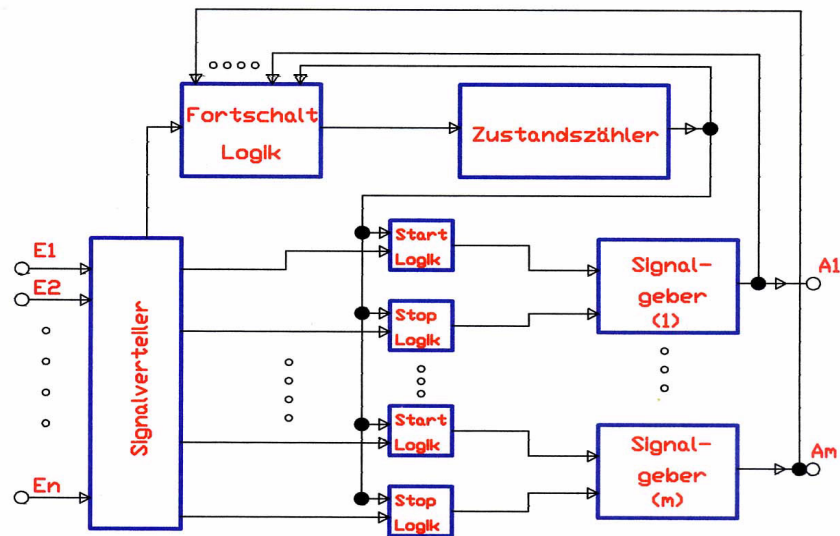


Abb. 53 Grundstruktur eines elektronischen Steuergerätes

Flip-Flop-Kette verwendet werden und die immer erforderlichen Einstellungen von Zeitverzögerungen und Signallängen können mit Mono-Flops ausgeführt werden.

Bei dem konkreten Aufbau derartiger Steuerungsgeräte und deren Erprobung stellte man bald fest, dass die Aufgabe, die Funktionsfähigkeit des Systems für alle möglichen zeitlichen Abfolgen der Eingangs- und Ausgangssignale sicher zu stellen, nicht einfach zu lösen ist. Insbesondere bereitet oft Schwierigkeiten, dass mehrere Signale ihren Wert nahezu zeitgleich wechseln, sei es zufällig oder weil sie miteinander verknüpft sind. Das kann dann dazu führen, dass während dieser Umschaltvorgänge für eine wenn auch meist sehr kurze Zeit fälschlicherweise zusätzliche logische Bedingungen erfüllt sind, die nicht dem vorgeschriebenen Schaltungskonzept entsprechen: Zusätzlich zu dem gewollten Signalverlauf treten daher extrem kurze Signaländerungen auf. Diese Fehlsignale gilt es sicher abzufangen. Eine heute sehr oft genutzte Möglichkeit zur Lösung dieses Problems besteht darin, sämtliche logischen Baugruppen zusätzlich zu den bisherigen Eingängen mit einem weiteren Eingang zu versehen, auf den das Signal eines frei schwingenden Impulsgenerators gelegt wird. D.h. die Schaltungen für die durch logische Bedingungen erzeugten Signale sind nicht mehr ständig wirksam, sondern werden periodisch mit einer gewissen Frequenz durch ein sog. *Taktsignal* abgefragt. Meist stehen mehrere von demselben Taktgenerator abgeleitete Pulsfolgen zur Verfügung, die gegeneinander um einen gewissen Bruchteil der Wiederholdauer verschoben sind. Auf diese Weise lassen sich Gruppen von elektronischen Signalen erzeugen, deren zeitliche Veränderungen sich zeitlich in keinem Fall überlappen. Insbesondere kann man die Auslösung einer Reaktion der Schaltung zeitlich von der Abfrage der Schaltungseingänge trennen. Auf diese Weise ist das

Auftreten dieser oben erläuterten Fehlsignale sicher verhindert.

Mit dieser Verbesserung und Erweiterung der elektronischen Steuerung haben wir aber auch bereits einen entscheidenden Schritt in Richtung der speicherprogrammierbaren Steuerung bzw. des elektronischen Digitalrechners getan, s. nachfolgende Abschnitte.

14.6.7 Basisstruktur eines Digitalrechners (*)

Um zu verstehen, wie man zu einem generell funktionsfähigen Konzept eines Digitalrechners gelangen kann, muss man zunächst eine allgemein gültige Struktur der Aufgabenstellung gefunden haben, die es gilt, mit dem Digitalrechner zu lösen. Wir beschränken uns bei den Aufgabenstellungen auf solche, für die sich ein *Algorithmus* formulieren lässt, also ein Schema von endlich vielen einfachen Rechenschritten, durch die die gestellte Aufgabe gelöst wird. Dieses Schema darf auch (und wird nahezu immer) Wiederholungen gewisser Teilsequenzen von Rechenschritten enthalten. Eine derartige Abfolge von Berechnungsvorschriften nennen wir ein *Programm*. Wie man sich nun leicht klarmacht, können wir die Vielfalt von derartigen Berechnungsvorschriften auf eine gewisse Anzahl von Basis-Operationen einschränken, aus denen sich dann wieder die übrigen durch Kombination dieser Basis-Operationen verwirklichen lassen. Diese Basis-Operationen sind z.B. die Verknüpfung zweier reeller Zahlen über die arithmetischen Basis-Operationen Addition, Subtraktion, Multiplikation und Division sowie die Grundoperationen der logischen Verknüpfung zweier logischer Variablen. Zu diesen Operationen ergänzen wir nun noch die *Verzweigung*: In Abhängigkeit von dem Ergebnis einer solchen Operation setzen wir die weitere Berechnung an unterschiedlichen (aber vorher vorgegebenen) Stellen des Programms fort. Nach diesem Konzept lässt sich **jeder** Algorithmus als Programm formulieren. Aus dieser Aufgabenstellung heraus entwickelte Konrad Zuse in den Jahren 1936 bis 1938 auf Basis ausschließlich mechanischer Elemente seine erste programmierbare Rechanlage Z1. 1941 baute er nach diesem Konzept mit elektromechanischen Relais als Grund-Bauelement seine betriebsfähige Rechenmaschine Z3, die heute als Nachbau im Deutschen Museum in München steht. Der wirtschaftliche Erfolg seiner Erfindungen war zunächst beeindruckend, aber letztlich dann doch zeitlich begrenzt. Die Fa. Karl Zuse KG fertigte ab 1949 in Neukirchen b. Bad Hersfeld, später in ihrem Werk in Bad Hersfeld Digitalrechner. Das letzte wirtschaftlich erfolgreiche Modell, die Z23 war bereits eine Transistormaschine mit 2.700 Transistoren und 6.800 Halbleiter-Dioden. Die Taktfrequenz betrug $140 \cdot kHz$, die interne Wortlänge $40 \cdot bit$, der Arbeitsspeicher war ein Magnetkern-Array von $512 \cdot bit$ und der Massenspeicher eine Magnettrommel von $8.192 \cdot 40 \cdot bit$. Insgesamt wurden 98 Z23-Rechner verkauft. 1964 konnte die Zuse AG der finanzkräftigen nationalen und internationalen Konkurrenz nicht mehr länger standhalten und wurde von Brown, Boveri & Cie, später von der Siemens AG übernommen und sodann stillgelegt. Auch die wissenschaftliche Anerkennung seiner Leistung hielt sich lange Zeit in engen Grenzen und war weitgehend auf den deutschen Sprachraum begrenzt. Heute ist weltweit unstrittig, dass das bis

heute in allen Digitalprozessoren umgesetzte Prinzip überwiegend auf den Ideen von Karl Zuse basiert. Diese Prinzip werden wir nun kennenlernen, s. Abb. 54. Die

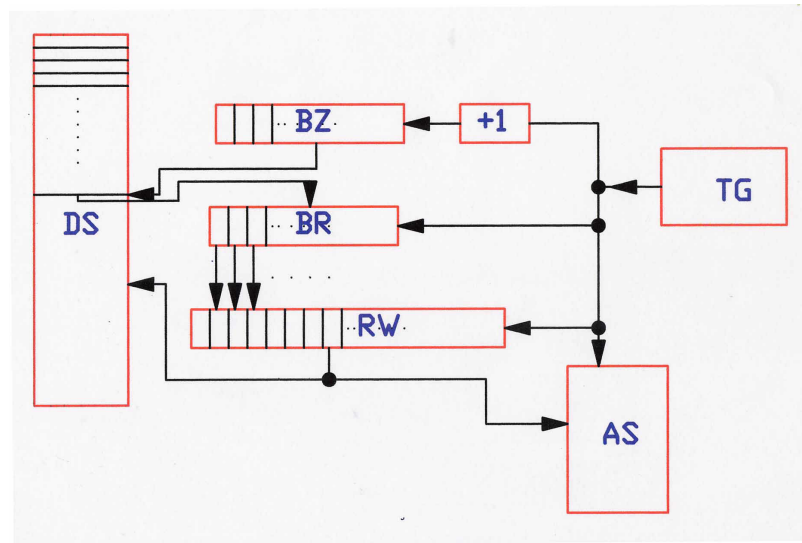


Abb. 54 Prinzip-Schema eines Digitalrechners

DS: Datenspeicher RW: Rechenwerk BR: Befehlsregister BZ: Befehls-Zählregister
 +1: (+1)-Addierer AS: Arbeitspeicher TG: Taktgenerator

Bausteine des Zuse-Rechners sind

- der Datenspeicher *DS*;
- der Arbeitsspeicher *AS* (früher meist als *Register* bezeichnet);
- das Rechenwerk *RW*;
- das Befehlsregister *BR*;
- das Befehls-Zählregister *BZ*.

Alle diese Speicher-Bausteine speichern die Daten in *Worten*, das ist eine geordnete und feste Anzahl von Dualzahlen. Ein Wort besteht meist entweder aus 8 Dualstellen, genannt $8 \cdot \text{Bit}$ oder $1 \cdot \text{Byte}$, oder aus einem Vielfachen dieser $8 \cdot \text{Bit}$. Der Unterschied zwischen dem Arbeitsspeicher und dem Datenspeicher besteht primär in seiner logischen Funktion. In der Frühzeit der Digitalrechner gab es i.a. auch einen deutlichen Hardware-bedingten Unterschied: Der Arbeitsspeicher war immer unmittelbar mit dem Rechenwerk verknüpft und hatte (und hat bis heute) daher die kürzest möglichen Zugriffszeiten. Der Datenspeicher hatte anfangs meist deutlich längere Zugriffszeiten als der Arbeitsspeicher. Die zeitliche Abfolge der zwischen diesen zentralen Bausteinen zyklisch ablaufenden Operationen lässt sich wie folgt beschreiben:

1. Führe den im Befehlsregister stehenden Befehl mit Hilfe des Rechenwerks aus.
2. Erhöhe den im Befehls-Zählregister stehenden Wert um 1.
3. Interpretiere das Wort, das im Datenspeicher an derjenigen Stelle steht, die dem aktuellen Wert des Befehls-Zählregisters entspricht, als Befehl und lade diesen in das Befehlsregister.
4. Setze den Ablauf bei 1 fort.

Die (in der Abb. 54 nicht eingezeichnete) Gesamtheit der logischen Schaltungen, über die diese Bausteine *DS*, *AS*, *RW*, *BR* und *BZ* miteinander verknüpft sind, sorgt dafür, dass dieses Schema in genau dieser Form abläuft, insbesondere dass jeweils genau der Befehl ausgeführt wird, der in dem digitalen Wert des *Wortes* kodiert ist, das gerade im Befehlsregister steht, . Und dass dieses extrem einfache Schema bereits alle Möglichkeiten der Digitalrechner enthält (bzw. enthalten kann), erkennt man, wenn man sich eine typische Befehlsstruktur ansieht, also die Menge der zulässigen Befehle. Ich nenne als ein einfaches Beispiel folgenden **möglichen** Befehlssatz eines **hypothetischen** Digitalrechners. Dabei skizziert der in Klammern ergänzte Name des Befehls dessen jeweilige Wirkung:

$L - X$: (*load*) Interpretiere die Information, die im Datenspeicher an der Stelle steht, die dem aktuellen Wert der Stelle 1 des Arbeitsspeichers entspricht, als Zahl und lade sie (ohne sie im Datenspeicher zu löschen) in den Arbeitsspeicher an die Stelle X .

$S - X$: (*store*) Speichere den Inhalt der Stelle X des Arbeitsspeichers an diejenige Stelle des Datenspeichers, die dem aktuellen Wert der Stelle 1 des Arbeitsspeichers entspricht.

$A - X - Y$: (*add*) Addiere die Inhalte der Stellen X und Y im Datenspeicher und speichere das Ergebnis an der Stelle 1 des Arbeitsspeichers.

$I - X$: (*invert*) Invertiere den Inhalt der Stelle X des Arbeitsspeichers.

$J - X$: (*jump*) Wenn der Inhalt der Stelle 1 des Arbeitsspeichers positiv ist, dann lade den Inhalt der Stelle X des Arbeitsspeichers in das Befehls-Zählregister.

Mit diesen 5 Befehlen lassen sich bereits alle Algorithmen realisieren, s. Aufgabe 4. Die Stelle 1 des Arbeitsspeichers spielt in dieser Konzeption eine bevorzugte Rolle; in ihr werden die Ergebnisse der elementaren Rechenschritte zwischengespeichert. Diese Speicherstelle hieß früher meist *Akkumulator*. Die Rechenleistung eines derart aufgebauten Rechners wäre allerdings in Relation zu seiner Taktfrequenz eher mäßig. Moderne Prozessoren haben einen Befehlssatz, der 50 oder mehr Befehle umfasst, und sie werden meist durch sog. *Co-Prozessoren* unterstützt, die häufig auftretende mathematische Operationen, z.B. eine Gleitkomma-Multiplikation, in **einer** Taktzeit (oder in einigen wenigen) durchführen. Das ändert aber nichts grundsätzliches an der logischen Struktur der Befehle. Diese hat sich in der Tat seit Konrad Zuse nicht mehr geändert. Die Gesamtheit der von einem Digitalrechner ausführbaren Befehle wird i.a. als dessen *Maschinsprache* bezeichnet.

Interessanterweise haben sich während des 2. Weltkrieges die Militärstrategen beider Seiten für diese Technik nicht näher interessiert. Dafür setzte dann etwa seit 1950 eine um so stürmischere Entwicklung ein. Die Abb. XXX zeigt die zeitliche Entwicklung der Leistungsfähigkeit eines jeweils typischen Digitalrechners von 1950 bis 2000, dargelegt an den Kenndaten Rechenleistung in FLOPS (engl. **f**loating **p**oint **o**perations **p**er **s**econd), Arbeitsspeicher, Massenspeicher und Preis. (XXX: Diese Abb. ist noch nicht verfügbar.)

Die außerordentlich dynamische Entwicklung der Technik der Digitalrechner insgesamt basierte nicht nur auf einer immer leistungsfähigeren elektronischen Technik aus Basis-Elementen auf Halbleiterbasis, der sog. *Hardware*, sondern zumindest gleichbedeutend auf einer Verbesserung der Programmierertechnik, der sog. *Software*. Man erkannte sehr früh, dass es absolut unökonomisch ist, konkrete Aufgabenstellung dadurch mit Hilfe eines Digitalrechners zu lösen, dass man hierfür ein Programm in dessen Maschinensprache (s.o.) schreibt. Man hat daher sehr früh begonnen, sog. *höhere Programmiersprachen* zu entwickeln. In diesen Sprachen geschriebene Programme können von dem Digitalrechner nicht mehr unmittelbar ausgeführt werden, sondern müssen zunächst von einem speziellen Programm, dem *Compiler*, in ein korrespondierendes in Maschinensprache geschriebenes *ausführbares* Programm übersetzt werden. Dieser Compiler selbst ist ebenfalls ein auf diesem Rechner ausführbares Programm.

Heute läuft dieser Prozess der Compilierung meist in mehreren Stufen ab: Der in einer höheren Sprache geschriebene Programmtext wird zunächst von einem Compiler in eine Sprache niedrigeren Abstraktionsgrades übersetzt. Dieses Programm enthält u.a. Hinweise auf noch zu ergänzende (einzubindende) Standard-Programmteile (z.B. die Berechnung von Standardfunktionen). Nach diesem Bindeprozess wird das Programm in eine Sprache noch niedrigeren Abstraktionsgrades übersetzt, die meist als Assembler bezeichnet wird, und es werden erneut Standardprozeduren wie Druckbefehle o.ä. ergänzt. Erst danach erfolgt die Übersetzung in ein ausführbares Programm.

14.6.8 Speicherprogrammierbare Steuerungen SPS (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Speicherprogrammierbare Steuerungen* ist noch nicht verfügbar.)

14.6.9 Das Bus-Konzept der Signalübertragung (-)

Mit der Fortentwicklung der elektronischen digitalen Schaltungstechnik kam es sehr bald zu dem mechanisch-konstruktiven Konzept, gewisse Baugruppen getrennt als Einheiten zu fertigen, aus denen dann das gesamte Gerät durch Zusammenbau und Verschaltung entstand. Im Anfang war dies z.B. eine aus mehreren Flip-Flops oder logischen Gattern bestehende Einheit. Mit der zunehmenden Miniaturisierung wurden dann bald ganze Speichereinheiten, Rechenwerke (s. Abschnitt 14.6.7) oder Ansteuerseinheiten für Peripheriegeräte auf einer mechanischen Einheit montiert. Diese mechanische Einheit bestand (und besteht bis heute) aus einer isolierenden Platte,

auf der die elektronischen Bauelemente montiert sind, die über eine ebenfalls auf die Platte aufgebrachte sog. *gedruckte Schaltung* miteinander verbunden sind. Diese gedruckte Schaltung besteht heute meist aus mehreren übereinander liegenden und gegeneinander isolierten Schichten, weil nur so das sehr komplex strukturierte System von Verbindungen zwischen diesen Bauelementen vollständig in dieser Technik herstellbar ist. Die Platte wird heute i.a. als *Steckkarte* oder einfach nur als *Karte* bezeichnet. Sie endet in einem vielpoligen Stecker, über den sie mit den übrigen Platten des Gerätes verbunden ist.

Es zeigte sich nun sehr bald, dass es unwirtschaftlich und für einen flexiblen Einsatz derartiger komplexer Baugruppen ungünstig ist, wenn die Verbindung dieser Karten untereinander gerätespezifisch erfolgt. Es entstand also die Aufgabe, ein Konzept zu entwickeln für eine universell einsetzbare, aber *standardisierte* Verbindung von elektronischen Baugruppen zu einem Gerät. Diese Anforderung ergab sich als erstes im Bereich der Digitalrechner, also bei der Verbindung einer Reihe von Elektronik-Karten zu einem funktionsfähigen Rechner. Später wurde dann dasselbe Grundkonzept auch für die Verbindung von Geräten zu einem Geräte-Netzwerk verwendet bzw. ganz allgemein für den Informationsaustausch zwischen räumlich getrennten technischen Einheiten, z.B. auch bei der Hausinstallation und bei der Autoelektrik. Das erste kommerziell umgesetzte Konzept stammte von dem US-amerikanischen Computer-Hersteller **Digital Equipment Corporation** (DEC) und kam 1964 in der Architektur ihres Minicomputers PDP-8 unter dem Namen *OMNIBUS* (lat. *für alle*) auf den Markt. Hieraus entstand der heute allgemein verwendete Begriff *Bus*.

Ich werde im Anschluss an die Darstellung des Grundkonzeptes eines Bus-Systems beispielhaft für die vielen bis heute entstandenen Systeme einen Bus im Detail beschreiben, nämlich den von dem US-amerikanischen Messgeräte- und Computer-Hersteller Hewlett-Packard in den 1970-er Jahren vorgestellten sog. **HP-IB** (**Hewlett-Packard Interface-Bus**), der später unter der Bezeichnung **IEEE-488 international** genormt wurde und weltweit in großem Umfang eingesetzt wurde. Sein wichtigstes Einsatzgebiet bestand und besteht bis heute in der Messdatenerfassung und -verarbeitung, nämlich zur Verbindung der Messgeräten untereinander und mit dem zugehörigen Digitalrechner. Von abnehmender Bedeutung ist sein Einsatz zur Verbindung eines Minicomputers mit seinen Peripherie-Geräten.

Grundidee des Bus-Konzeptes ist es, die beiden Kontaktpunkte, die Signale miteinander austauschen sollen, sich aber auf zwei verschiedenen Steckkarten befinden, nicht mehr direkt mit einander elektrisch zu verknüpfen, sondern auf jeder dieser beiden Karten eine Datenschleuse dazwischen zu schalten. Auf den Verbindungsleitungen des Bus-Systems werden dann nicht mehr die elektrischen Signale parallel und zeitgleich übertragen, sondern getrennt voneinander das eigentliche Signal und die Information, um welches Signal es sich dabei handelt, genauer gesagt die Information über den Absender des Signals und über den vorgesehenen Empfänger. Für die Übertragung sämtlicher Signale innerhalb des Gerätes genügen dann, je nach Art der Kodierung, einige wenige für alle Steckkarten gemeinsame Leitungen. Jede Steck-

karte erhält also eine Kennung, eine *Adresse*, und sie verwertet nur diejenigen auf den Signalleitungen übertragenen Informationen, deren Zieladresse mit ihrer eigenen Adresse übereinstimmt. Die übrigen Informationen werden von ihr ignoriert. Die Signalübertragung auf dem Bus erfolgt also zeitlich nacheinander, es können i.a. zu jedem Zeitpunkt immer nur zwei Karten miteinander kommunizieren. Dies kann allerdings ineinander verschachtelt erfolgen, also im sog. *Multiplexing*-Verfahren, so dass bei genügend hoher Übertragungsgeschwindigkeit die Geschwindigkeit der auf den Karten selbst ablaufenden Prozesse nicht wesentlich beeinträchtigt ist; eben weil deren Zeitkonstante deutlich höher ist als die Zeitkonstante der Datenübertragung auf dem Bus.

Konkret besteht jeder Bus aus einer gewissen Anzahl von Leitungen, die mit den Steckerkontakten der Karten in einheitlicher Weise verbunden sind, s. Abb. XXX. (XXX: diese Abb. ist noch nicht verfügbar.)

(XXX: Der weitere, umfangreiche Text des Abschnitts *Das Bus-Konzept der Signalübertragung* ist noch nicht verfügbar.)

14.6.10 Informationsverlust bei der digitalen Signalverarbeitung (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Informationsverlust bei der digitalen Signalverarbeitung* ist noch nicht verfügbar.)

14.6.11 Digitale elektronische Ein- und Ausgabegeräte (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Digitale elektronische Ein- und Ausgabegeräte* ist noch nicht verfügbar.)

14.6.12 Umwandlung analoger und digitaler Signale (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Umwandlung von analogen und digitalen Signalen* ist noch nicht verfügbar.)

14.7 Reduzierung von Störsignalen (-)

In jedem realen elektronischen System, vom einfachen Anzeige-Instrument bis zum komplexen aus vielen Untergruppen und Geräten bestehenden Messdatenerfassungs- und -verarbeitungssystem, findet man neben den primären dem Systementwurf entsprechenden (Nutz-)Signalen immer auch ungewollte *Störsignale* unterschiedlichster Herkunft, Amplitude und Frequenz. Um die Funktionsfähigkeit des Systems sicherzustellen, gilt es, diese Störsignale zu beherrschen, d.h. in ihrer Auswirkung auf ein akzeptables Ausmaß zu reduzieren. Im Bereich der analogen Signalverarbeitung fordert man i.a. die Einhaltung eines gewissen *Störsignalabstands* S , meist in der Formulierung

$$10 \cdot \log_{10} \frac{N_{\text{Referenz}}^{(\text{Nutzsignal})}}{N_{\text{eff}}^{(\text{Störsignal})}} \geq S \cdot \text{dB} \quad (14.193)$$

$$\begin{aligned}
 N_{\text{Referenz}}^{(\text{Nutzsignal})} & : \text{Referenzleistung des Nutzsignals} \\
 N_{\text{eff}}^{(\text{Störsignal})} & : \text{mittlere Leistung des Störsignals}
 \end{aligned}$$

Den geltenden Normen entsprechend hat der (grundsätzlich frei wählbare) Vorfaktor in der Gl. 14.193 den Wert 10. Dieser Faktor gilt immer, wenn 2 **Leistungen** zu einander ins Verhältnis gesetzt werden. Bei dem Vergleich 2-er **Signalspannungen** oder -ströme muss den Normen folgend der Vorfaktor 20 genommen werden.

Im Bereich der digitalen Signalverarbeitung fordert man üblicherweise eine gewisse mittlere *Bitfehler-Rate BFR* (bzw. *bit-error-rate BER* im englischen Sprachraum). Eine Bitfehler-Rate von 10^{-10} bedeutet, dass bei der Signalübertragung im Durchschnitt höchstens 1 von 10^{10} übertragenen Bits einen falschen Wert angenommen hat.

Die sichere Beherrschung dieser Störsignale ist oft ein fundamentales Problem des gesamten Systementwurfs. Nachlässigkeiten an dieser Stelle bei der Konzeptfindung und insbesondere bei der technischen Realisierung können dazu führen, dass das System *eigentlich* korrekt funktioniert, es aber nicht gelingt, die Störsignale in der Griff zu bekommen. ¶Derartige Fehler beim Systementwurf bzw. bei der technischen Umsetzung lassen sich vermeiden, wenn man die der Störsignalerzeugung zu Grunde liegenden Mechanismen kennt und von Anfang an konsequent für eine Minimierung dieser Erzeugungsmöglichkeiten sorgt.

14.7.1 Mechanismen der Störsignaleinstreuung (-)

Primäre Ursache der Störsignaleinstreuung ist das Eindringen elektromagnetischer Wechselfelder in das von dem elektronischen Gesamtsystem eingenommene Volumen. Ausstrahlungsquellen dieser Wechselfelder sind insbesondere die elektrischen Versorgungsleitungen der Gebäudeinstallation, elektrische Motore, elektrische Anlagen, in denen signifikante Leistungen ein- und ausgeschaltet werden (z.B. Lichtschalter!), sowie jede Art von elektrischem Verbrauchsgerät mit impulsartiger Leistungsaufnahme. Für jede Störquellen-Art liegen diese Störsignale in einem typischen Frequenzbereich. Die Einstreuung eines 50-Hz-Stromversorgungssignals führt zu einem im Laborjargon als *Netzbrumm* bezeichneten typischen nahezu sinusförmigen 50-Hz-Signal. Von Ein- oder Ausschaltvorgängen herrührende Störsignale sind i.a. sehr hochfrequente und nur kurz andauernde Signale im MHz-Bereich. Der Mechanismus, durch den diese Wechselfelder auf die elektronische Schaltung übertragen werden, kann zum einen überwiegend elektrischer Natur sein: Zu dessen Verständnis betrachten wir einen Plattenkondensator aus 2 Flächen A im Abstand d . Für ihn gilt

$$I = C \cdot \frac{dU}{dt} = \varepsilon_0 \cdot \frac{A}{d} \cdot \frac{dU}{dt} \quad (14.194)$$

¶Die Fa. IBM z.B. hatte Anfang der 70-er Jahre große Probleme, ihre bis dahin nur in Büros genutzten Digitalrechner als Prozessrechner für den Einsatz in Produktionsbetrieben zu vermarkten. Wesentlicher Grund war deren Störanfälligkeit gegenüber den in Produktionsbetrieben zwangsweise auftretenden starken, oft mit starken Impulsspitzen behafteten elektromagnetischen Wechselfeldern.

Als Flächen A deuten wir nun die betrachtete elektronische Leitung und eine 2. ebenfalls elektrisch leitfähige Fläche, die sich auf einem wohl definierten Potenzial (relativ zu dem der Leitung) befindet..Dann sind die elektrische Spannung zwischen diesen beiden Flächen und das zwischen ihnen herrschende elektrische Feld die Beziehung

$$U = \int \vec{\mathcal{E}} * \vec{ds} \quad (14.195)$$

Solange also die Wellenlänge des betrachteten Störsignals deutlich größer ist als die Linearabmessung der elektronischen Anordnung,

$$\lambda \gg d \quad (14.196)$$

erzwingt der in diesen Kondensator eindringende Signalanteil $\vec{\mathcal{E}}(\vec{r}, t)$ eine Spannungsänderung $\frac{dU}{dt}$ zwischen diesen beiden leitfähigen Flächen und damit einem Strom $I(t)$. Über diesen Mechanismus wird also primär ein Strom als Störsignal induziert, so dass dieser Vorgang insbesondere in hochohmigen Schaltungskreisen mit sehr kleinen Nutzströmen Probleme schafft.

Die von den Störquellen ausgehenden Wechselfelder können aber auch überwiegend auf dem Wege der magnetischen Induktion,

$$U = -\frac{\partial \Phi_A}{\partial t} = -\frac{\partial (\vec{B} * \vec{A})}{\partial t} \quad (14.197)$$

(s. Abschnitt 6.1.1) in den dafür empfindlichen Teilen des elektronischen Systems (Stör-)Spannungen induzieren. Dann entspricht die Störung einer Spannungsquelle mit relativ kleinem Innenwiderstand, d.h. sie lässt sich kaum kurzschließen. Man könnte versuchen, durch Beeinflussung der Widerstandsverteilung entlang der Leiterschleife festzulegen, an welcher Stelle dieser Spannungsabfall überwiegend auftreten soll. Bei Verstärkerschaltungen mit relativ hochohmigem Eingang wird es aber leider i.a. gerade dieser Eingangswiderstand sein, der diesen Spannungsabfall aufnimmt. Um die über diesen Mechanismus generierten Störsignale zu reduzieren, verbleiben also nur die Möglichkeiten, das auf die elektronische Schaltung einwirkende Störfeld B und/oder die für diesen Mechanismus relevante Fläche A zu reduzieren. Ich werde hierauf in den Abschnitten 14.7.2 und 14.10.3 im Detail eingehen.

(XXX: Der weitere Text des Abschnitts *Mechanismen der Störsignaleinstreuung* ist noch nicht verfügbar.)

14.7.2 Maßnahmen zur Störsignalreduzierung (*)

Die den Mechanismus der induktiven Einstreuung beschreibende Gl. 14.197 geht von einer ebenen, an einer Stelle offenen Leiterschleife aus, die eine Fläche des Inhalts A umschließt, und von einem innerhalb dieser Fläche homogenen Magnetfeld der Induktion B . Die Spannung U ist dann die an der Trennstelle zwischen den beiden Enden auftretende elektrische Spannung. Wir brauchen uns an dieser Stelle nicht

mit den realen i.a. komplizierteren Verhältnissen auseinander zu setzen, weil wir alles Wesentliche bereits an dieser vereinfachten Näherung erkennen können. Damit durch induktive Einstreuung eine Störspannung auftreten kann, muss also eine Leiterschleife existieren, die eine endliche Fläche umschließt. Nun ist aber jeder elektrische Stromkreis in sich geschlossen, bildet also eine Leiterschleife. Eine effektive Möglichkeit zur Reduzierung des Störsignals ist aber die Minimierung der von der Leiterschleife eingeschlossenen Fläche. Die beiden für den Signaltransport verantwortlichen Leitungen sollten also eng nebeneinander geführt werden. Begrenzt wird diese Vorschrift primär durch die dann ansteigende Kapazität zwischen diesen beiden Leitungen, die bereits einen partiellen Kurzschluss für den hochfrequenten Signalanteil darstellen kann. Wenn dies mechanisch möglich ist, hilft als nächstes ein Verdrillen dieser beiden Leitungen. Zumindest bei nicht extrem hochfrequenten (und damit kurzwelligen) Störfeldern wird hierdurch der verbleibende Störeinfluss ausgemittelt. Schließlich kann man das Eindringen elektromagnetischer Störfelder in die verbleibende Fläche der Leiterschleife weiter abschwächen, indem man um diese Leitungen herum eine in sich geschlossene leitende Hülle legt. Wie wir im Abschnitt 4.4.1 gelernt haben, bildet die Oberfläche einer derartigen Hülle eine Äquipotenzialfläche des elektrischen Feldes, und der Beitrag der äußeren elektrischen Felder auf das im Inneren herrschende elektrische Feld ist Null, das äußere Feld wird vollständig *abgeschirmt!* Wir sind also bei dem Konzept des 2-adrigen abgeschirmten Kabels zur Signalübertragung angekommen. Wichtig ist aber, dass der Schirm nicht als aktive Leitung benutzt wird, also auch nicht als das sog. *kalte Ende!* Denn auf dem Schirm werden die elektromagnetischen Störfelder kurzgeschlossen, es fließen also signifikante Ströme, die auf jeder Leitung mit endlichem elektrischen Widerstand einen endlichen Spannungsabfall erzeugen. Bildet daher der Schirm eine der beiden Signalleitungen, ist die Spannung an den beiden Enden des Schirms nicht identisch und im weiter geleiteten Signal ist diese Differenz bereits wieder als Störsignal enthalten.

Eine wichtige Quelle für induktive Störsignale sind die ungewollten Leiterschleifen. Hierzu betrachten wir eine typische Konfiguration der elektrischen Stromversorgung mehrerer Geräte (Abb. 55). Die beiden Geräte (1) und (2) sind kommerzielle Geräte der elektronischen Signalverarbeitung, die in einem Messsystem zusammengeschaltet worden sind. Die elektrische Versorgung erfolgt jeweils über den Netzanschluss 220V/50 Hz. Den VDE-Vorschriften (**V**erband **d**er **E**lektrotechnik) entsprechend sind beide Geräte mit einem sog. *Schutzkontakt* versehen, der das Gehäuse der Geräte mit dem Schutzkontakt der Stromversorgung verbindet und damit letztlich mit der physikalischen Erde. Sobald nun diese beiden Gehäuse über einen zweiten Weg nochmals miteinander verbunden werden (s.u.), entsteht zusammen mit der Schutzerte-Verbindung eine geschlossene Leiterschleife, die eine Fläche beachtlicher Größe umschließt. Wegen der relativ großen Kapazitäten dieses Leitungssystems ist es primär bzgl. niedriger Frequenzen sensitiv. Jedes niederfrequente elektromagnetische Wechselfeld ausreichender Feldstärke induziert also beachtliche Spannungen in diese Schleife. Insbesondere sind diese Bedingungen für die von der elektrischen Gebäude-

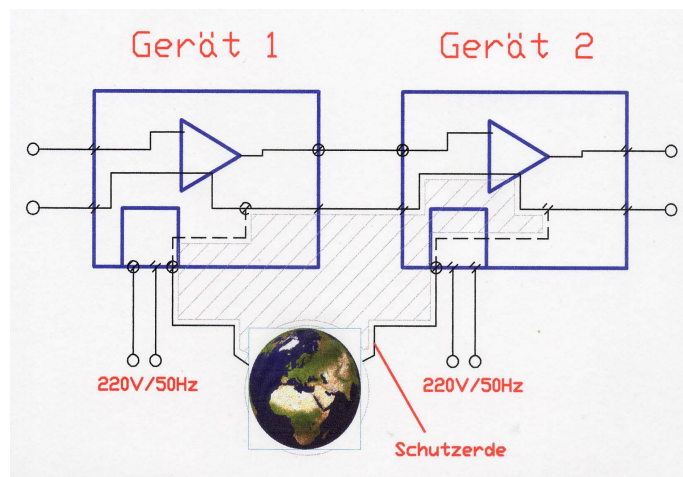


Abb. 55 Typische Anschlusskonfiguration zweier elektronischer Geräte

Installation herrührenden Störfelder erfüllt. Ergebnis dieser Verschaltung ist also ein *Netzbrumm*-Signalanteil auf der Signalleitung, der schnell beachtliche Werte annehmen kann. Die oben angesprochene zweite Verbindung der beiden Geräte tritt aber sofort auf, wenn in beiden Geräten (z.B. bereits durch den Hersteller) das kalte Signalende mit der Schutzterde verbunden ist, so wie es in der Abb. 55 bereits durch die gestrichelte Linie eingezeichnet worden ist. Die saubere Lösung besteht darin, dass der gesamte Signalkreis von den Gehäusen elektrisch isoliert wird und danach die gesamte Elektronik *an genau einer Stelle* auf ein definiertes elektrisches Potenzial gelegt wird. Vorzugsweise legt man an der Stelle innerhalb der Signalkette, an dem das Signal den kleinsten Wert hat, das *kalte Ende* auf Erdpotential. Diese Vorgehensweise ist aber bei kommerziellen Geräten nur in Ausnahmefällen ohne massive Eingriffe in deren Aufbau möglich. Eine alternative Vorgehensweise besteht darin, die Signalleitungen über eine Kopplungseinheit zu führen, die die Signalinformation überträgt, ohne gleichzeitig die Eingangs- und Ausgangspotenziale starr miteinander zu verknüpfen. Im Laborjargon spricht man oft von *galvanischer Trennung*. Bei der digitalen Signalverarbeitung kann diese Vorgabe u.a. durch die im Abschnitt 14.2.8 beschriebenen Optokoppler umgesetzt werden. Bei der analogen Signalverarbeitung ist die Situation schwieriger, ich gehe hierauf im Abschnitt 14.10.3 erneut ein.

Bei der Diskussion von Einstreuungen in Leiterschleifen haben wir bisher, ohne dies explizit zu betonen, vorausgesetzt, dass diese Leiterschleife durch eine in sich geschlossene Folge von elektrischen Leitern bzw. von elektrisch leitenden Bauelementen erfolgte. Um die Problematik der Störsignaleinstreuung vollständig zu begreifen, ist es wichtig zu betonen, dass für die Bewertung *elektrisch leitend* nur eine ausreichende Leitfähigkeit in dem Frequenzbereich des betrachteten Störsignals erforderlich ist. Eine für die Einstreuung von Störsignalen sensitive Leitungsschleife kann also auch durch einen Kondensator geschlossen werden, also z.B. auch durch die

ungewollte endliche Koppelkapazität zweier räumlich nahe bei einander verlaufender Leitungen. Die Maßnahme zur Störsignalreduzierung besteht in diesem Fall daher in der Minimierung der Koppelkapazität bzw. in der Ergänzung einer (geerdeten) Abschirmung.

(XXX: Der weitere Text des Abschnitts *Maßnahmen zur Störsignalreduzierung* ist noch nicht verfügbar.)

14.8 Elektronik des täglichen Lebens (-)

(XXX: Der Kopftext des Kapitels *Elektronik des täglichen Lebens* ist noch nicht verfügbar.)

14.8.1 Der Rundfunk-Empfänger (-)

Um Informationen mit Hilfe von elektromagnetischer Strahlung über eine größere Entfernung (von zumindest $> 10 \cdot km$) übertragen zu können, mussten 2 Probleme gelöst werden:

1. Man musste eine Strahlungsfrequenz finden, bei der die Reichweite ausreichend groß ist, die Absorption in Luft also ausreichend gering, und für die man die technischen Mittel zu ihrer Erzeugung und Abstrahlung in ausreichender Intensität besaß.
2. Man musste ein Konzept finden zur Kodierung des Sendesignals mit der gewünschten Information (in der hier diskutierten Anwendung also Sprache und Musik), das auf der Empfängerseite eine technisch möglichst einfache Dekodierung ermöglichte.

Für die Ausstrahlung der ersten Rundfunksendungen (etwa ab 1920) verwendete man anfangs Frequenzen aus dem später als *Langwelle* bezeichneten Wellenlängenbereich nahe $1,5 \cdot 10^3 \cdot m$ entsprechend einer Senderfrequenz von ca. $200 \cdot kHz$. Die heute geltende Definition bezeichnet als *Langwellen-Band* den Wellenbereich $1 \cdot 10^3 \cdot m$ bis $1 \cdot 10^4 \cdot m$ entsprechend einer Frequenz von ca. $30 \cdot kHz$ bis $300 \cdot kHz$, wobei hiervon der Bereich von $148,5 \cdot kHz$ bis $283,5 \cdot kHz$ für die Rundfunkübertragung reserviert ist. Für diesen Frequenzbereich existierten etwa ab 1910 die technischen Voraussetzungen zum Aufbau von Sendeanlagen mit ausreichender Leistung der Größenordnung $10 \cdot kW$ bis $2,5 \cdot MW$ (!) unter Einsatz von Elektronenröhren. Die ersten Rundfunk-Empfangsgeräten enthielten dagegen anfangs überhaupt keine aktiven (verstärkenden) Elemente, s.u. , sondern schöpften die zur Erzeugung des Schallsignals im Ausgabegerät (Kopfhörer) erforderliche elektrische Leistung ausschließlich aus der von der Antenne eingefangenen elektromagnetischen Strahlung.

Für die Informationskodierung wählte man zunächst ausschließlich das Konzept der *Amplitudenmodulation*: Das Sendesignal mit einer Frequenz, die um mindestens den Faktor 50 über der Frequenz des Informationssignals (anfangs z.B. $100 \cdot Hz$ bis