Heft 14
ELEKTRONIK - TÄGLICHES WERKZEUG DES EXPERIMENTALPHYSIKERS (-)

Die Elektronik wird sicherlich niemand den elektrotechnischen Ingenieurwissenschaften streitig machen und als ein originäres Fachgebiet der Physik ansehen wollen. Dennoch macht jeder Experimentalphysiker bereits zu Beginn seiner wissenschaftlichen Laufbahn die Erfahrung, dass er nicht ohne ein solides handwerkliches Basiswissen auskommt über elektronische Messverfahren und Geräte, über individuelle Schaltungsaufbauten und insbesondere über die fachgerechte Verknüpfung all dieser elektronischen Module zu einem optimal funktionierenden Messsystem. Das gilt selbst dann noch, wenn er die Möglichkeit hat, im Rahmen seiner Arbeitsgruppe sachkundige Unterstützung durch Elektronik-Spezialisten zu finden.

An dieser Situation hat sich auch in den letzten Jahrzehnten nichts Grundsätzliches geändert. Wohl haben die Möglichkeiten, auf Industriell gefertigte preiswerte elektronische Geräte und Module zurückzugreifen, extrem zugenommen, so dass heute beim Aufbau eines physikalischen Messplatzes nur noch in Ausnahmefällen ganze Baugruppen individuell entwickelt und gefertigt werden. Dennoch lässt die Auswahl und der Zusammenbau all dieser Baugruppen noch genügend Raum für typische Anfängerfehler, die nicht selten auch noch von Physikern mit mehrjähriger Berufserfahrung gemacht werden. Ein mangelhaftes elektronisches Basiswissen kann daher auch heute den Erfolg einer experimentellen physikalischen Arbeit ernsthaft gefährden.

Ich möchte versuchen, dieses Basiswissen in den nun folgenden Kapiteln zu vermitteln, und beginne mit der Erläuterung einer hierarchisch strukturierten Sprechweise, die ich nachfolgend versuchen werde, konsequent durchzuhalten: Die Grundbausteine, aus denen alle elektronischen Module aufgebaut sind, sind die Bauteile oder *Bauelemente*, also Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Festkörperschaltkreise etc. . Die funktionsgerechte Verbindung derartiger Bauelemente zu einer Einheit, die eine bestimmte elementare Verhaltensweise zeigt, nennen wir eine *Schaltung*. Beispiele hierfür sind Spannungsverstärkerschaltungen, digitale Gatterschaltungen etc. . Sobald mehrere derartige Schaltungen miteinander verbunden worden sind, um eine schon etwas komplexere Funktion zu erfüllen, werden wir von einer *Baugruppe* sprechen. Als Beispiele nenne ich ein mehrstelliges Rechenregister in einem Digitalrechner, einen Analog/Digitalwandler oder ein Ansteuermodul für ein LCD-Display. Die Zusammenschaltung einer gewissen Anzahl von Baugruppen ergibt schließlich

das elektronische *Gerät*, dessen Funktionsweise in einer *Aufgabenstellung* spezifiziert worden ist.

14.1 Elektronische Systeme, Response-Funktionen (*)

Elektronische Geräte und Baugruppen sind Systeme im Sinne des Abschnitt 2.6. Sie besitzen eine Reihe von elektrischen Anschlüssen, nämlich Signaleingänge, Signalausgänge sowie Anschlüsse für die elektrische Versorgung. Ihr Verhalten liegt fest, wenn der Zusammenhang zwischen den an den Signaleingängen und den Signalausgängen auftretenden elektrischen Werten bekannt ist. Diesen funktionellen Zusammenhang haben wir im Abschnitt 2.6 als *Responsefunktion* bezeichnet und für diese Klasse von Funktionen eine Reihe von Zusammenhängen und Gesetzen erarbeitet. Alle diese Gesetze können wir nun direkt in die Elektronik übernehmen. Die ebenfalls bereits im Abschnitt 2.6 erarbeitete Darstellung der Responsefunktionen sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich erweist sich in der Elektronik nur noch sehr eingeschränkt als gleichwertig. Im Bereich der analogen Signalverarbeitung (Abschnitt 14.3) überwiegt eindeutig die Relevanz der Darstellung im Frequenzbereich. Deswegen werden wir hier meist unmittelbar mit dieser Art der Darstellung beginnen. Im Bereich der digitalen Signalverarbeitung (Abschnitt 14.6) spielt die Darstellung im Frequenzbereich dagegen nur eine untergeordnete Rolle.

14.1.1 Die Topologie elektronischer Systeme (-)

Die elektromagnetischen Vorgänge in elektronischen Systemen finden in den (aktiven und passiven, s.u.) elektronischen Bauelementen oder Baugruppen und in den sie verbindenden elektrischen Leitungen (Kabel, Leiterbahnen von sog. gedruckten Schaltungen, leitfähige Verbindungen in Festkörper-Schaltkreisen (engl. *integrated circuits ICs*) etc.) statt. Anstelle der für das gesamte Raum/Zeit-Kontinuum geltenden Maxwell-Gleichungen werden daher zu ihrer Beschreibung Beziehungen benötigt, die bereits auf diese Leitungen und Bauelemente oder Baugruppen beschränkt sind.

Die wichtigsten topologischen Basiselemente einer Netzes von Leitungen sind *Knoten*(punkte) und (Leiter-)*Schleifen*, s. Abb. 1. Leiter**schleifen** entstehen durch

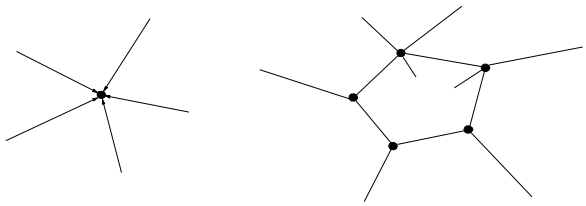

Abb. 1 Struktur eines Leitungsknotens und einer Leiterschleife

eine sich schließende Serie von Verbindungen zwischen Knotenpunkten. In einem be-

liebig strukturierten Netzwerk können einige der Leitungsschleifen nochmals miteinander verbunden sein, so dass hierdurch weitere Schleifen entstehen. Dabei gehören dann einige Leitungsverbindungen mehr als einer Schleife an. Als einziges zusätzliches Strukturelement, das zum Aufbau eines beliebig vorgegebenen Netzwerkes noch benötigt wird, kommt dann noch das einseitig offene Leitungsstück hinzu. Dessen Ende können wir aber wieder als Leitungsknoten mit nur einem Leitungsanschluss auffassen, so dass wir die Anzahl der relevanten Strukturelemente wieder auf Knoten und Schleifen reduziert haben. Mit Hilfe von Gesetzen, die für Leitungsknoten und -schleifen gelten, lässt sich daher das Verhalten eines beliebigen Netzwerkes vollständig beschreiben.

Wir setzen o.B.d.A. voraus, dass ein Leitungsknoten nicht gleichzeitig Ort einer Stromquelle (s. Absatz S. 1813) ist, d.h. wir verständigen uns darauf, dass Stromquellen immer als separate, zwischen 2 Leitungsknoten explizit lokalisierte Elemente erfasst werden. Dann ist für jeden Leitungsknoten die diskretisierte Formulierung der aus dem Erhaltungssatz für die elektrische Ladung im Kontinuum geltenden Beziehung

$$divj = 0 \tag{14.1}$$

erfüllt. Diese erhalten wir, indem wir die Stromdichte durch die in den Leitungen fließenden Ströme ersetzen:

$$\sum_{i=1}^{n} I_i = 0 \tag{14.2}$$

Dabei sind (z.B.) alle in den Knoten hineinfließenden Ströme als positiv zu zählen. Die Gl. 14.2 gilt nicht nur für einen realen Knoten, sondern ebenso für jeden endlich ausgedehnten Knoten, den man durch eine gedachte und beliebig gewählte geschlossene Kurve innerhalb eines elektronischen Netzwerks gebildet hat, s. Abb. XXX. (XXX: Diese Abb. ist noch nicht verfügbar.) Solange dieser Knoten keine Stromquellen enthält, gilt auch dann für die Summe aller Ströme, die in den von dieser gedachten Kurve durchschnittenen Leitungen fließen, die Gl. 14.2.

Auch innerhalb einer (realen) Leitungsschleife gilt, dass das elektrische Potenzial eindeutig ist. Die der Gl. 3.428 entsprechende diskretisierte Formulierung lautet

$$\sum_{i=1}^{n-1} U_{(i+1),i} = 0 \tag{14.3}$$

$U_{i+1,i}$ ist dabei die zwischen den beiden Knoten $(i+1)$ und (i) herrschende elektrische Spannung. Alle Spannungen sind dabei der Zählrichtung entsprechend vorzeichenrichtig zu bewerten. Diese beiden Gl. 14.2 und 14.3 werden heute in der Literatur allgemein als die *Kirchhoffschen Regeln* bezeichnet. Sie wurden von Kirchhoff bereits während seiner Studienzeit in den Jahren 1845/46 in Königsberg formuliert. Allerdings findet sich eine mit diesen Gl.-en identische Aussage in von Ohm bereits 1827 publizierten Arbeiten. Wir werden diese Gl.-en in den nun folgenden Kapiteln immer wieder verwenden.

14.1.2 Elektronische Zweipole (*)

Die topologisch einfachste Struktur einer elektronischen Schaltung ist der *Zweipol*, also ein *schwarzer Kasten* mit 2 elektrischen Anschlüssen, s. Abb. 2. Im In-

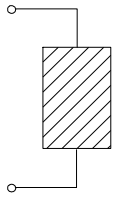

Abb. 2 Elektronischer Zweipol

neren dieses Zweipols können beliebig komplizierte Prozesse ablaufen, nach außen hin können sie sich dennoch nur in der Weise artikulieren, dass sie einen bestimmten Zusammenhang herstellen zwischen der zwischen den beiden Anschlüssen (1) und (2) herrschenden Spannung $U_{1,2}$ und (z.B., s. jedoch Absatz 14.1.2) dem in den Anschluss (1) hineinfließenden Strom* $I_1 = -I_2$ herstellen,

$$U_{1,2} = U_{1,2}(I_1) \tag{14.4}$$

Durch Angabe dieser Responsefunktion ist das Verhalten des Zweipols eindeutig festgelegt. Wie bereits im Abschnitt 4.2.6 diskutiert, kann diese Responsefunktion im allgemeinsten Fall ein sowohl nichtlineares wie auch nicht-instantanes Verhalten zeigen. Mit diesem allgemeinsten Fall werden wir uns allerdings in diesem Heft nicht befassen, sondern jeweils nur **eines** von beidem zulassen, die Nichtlinearität oder das nicht-instantane Verhalten. D.h. wir beschränken unsere Diskussion entweder auf genügend kleine Signalamplituden, die es gestatten, das Verhalten aller beteiligten Bauelementen als linear anzunähern, s. Absatz *Lineare Zweipole* ab S. 1814. Oder wir berücksichtigen das nichtlineare Verhalten gewisser Bauelemente, setzen dann aber voraus, dass dieses Verhalten explizite nur für den niederfrequenten Anteil des Signals relevant ist, s. Absatz *Nichtlineare Zweipole* ab S. 1816. Im höherfrequenten Anteil des Signals äußert sich dann die Nichtlinearität des Zweipols darin, dass die Kenndaten seiner Responsefunktion von dem aktuellen Wert des niederfequenten Signalanteils abhängen.

Bevor wir uns diesen beiden Themen zuwenden, werden wir in aller Ausführlichkeit die Frage der Vorzeichenwahl für die relevanten Spannungen und Ströme behandeln. Danach werden wir in der Lage sein, zwischen sog. *aktiven* und *passiven* Zweipolen zu unterscheiden, ein Thema, das in den Lehrbüchern nicht immer mit der gebührenden Sorgfalt und Klarheit abgehandelt wird.

---

*Diese Formulierung ist nicht mehr als eine Vorzeichenkonvention: Wenn der am Anschluß (1) auftretende Strom wirklich in den Anschluß hineinfließt, wird er als positiv gezählt, im anderen Fall als negativ.

Vorzeichenkonvention / aktive u. passive Zweipole (-)

Wir diskutieren nun die Frage der Vorzeichenwahl für die Spannung $U_{1,2}$ und den Strom I_1. Wir legen folgende Vereinbarung fest:

$$U_{1,2} > 0 \Leftrightarrow U_1 > U_2 \tag{14.5}$$

$$I_1 > 0 \Leftrightarrow \text{ Der elektrische Strom fließt in den Kontakt (1) hinein} \tag{14.6}$$

$$I_2 > 0 \Leftrightarrow \text{ Der elektrische Strom fließt aus dem Kontakt (2) heraus}$$

Diese Vereinbarung führt zu der Aussage:

Theorem 196 *Die in einem Zweipol umgesetzte elektrische Leistung*

$$J^{(E)} = U_{1,2} \cdot I_1 \tag{14.7}$$

ist genau dann positiv, wenn der Zweipol diesen elektrischen Energiestrom $J^{(E)}$ in einen nicht-elektrischen Energiestrom $J^{(X)}$ umwandelt.

I.a. erfolgt die Umwandlung in einen Wärmestrom $J^{(S)}$ und diese Größe $J^{(E)}$ wird meist als die an dem Zweipol auftretende *Verlustleistung* oder *Wirkleistung* bezeichnet. Wichtig erscheint mir darauf hinzuweisen, dass diese Aussage 196 dem allgemeinen Konzept der Dynamik **widerspricht**, wie wir es bereits im Abschnitt 3.3.2 eingeführt haben. Hier zählen wir Energieänderungen ΔE positiv, wenn sie der Energie des betrachteten Systems **hinzugefügt** werden! Ich habe mich an dieser Stelle (schweren Herzens) an die in der Elektronik durchgängig übliche Vorzeichenkonvention gehalten, obwohl es einen Bruch in der inneren Logik dieses Lehrbuchs darstellt. Diesen Unterschied gilt es daher bei allen konkreten Berechnungen wohl zu beachten.

Einen Zweipol mit der Eigenschaft

$$J^{(E)} = U_{1,2} \cdot I_1 \geqq 0 \tag{14.8}$$

nennen wir einen *passiven Zweipo*l. An ihm tritt immer eine positive Verlustleistung auf. D.h. er entzieht der an ihn angeschlossenen elektronischen Schaltung ständig einen elektrischen Energiestrom. Der Zweipol ist also eine *Energiestromsenke.*[†]

Entsprechend nennen wir einen Zweipol mit der Eigenschaft

$$J^{(E)} = U_{1,2} \cdot I_1 < 0 \tag{14.9}$$

einen *aktiven Zweipol.* Er schleust ständig in die an ihn angeschlossene elektronische Schaltung einen Energiestrom ein. Es handelt sich also um eine *Energiestromquelle.* Im **Inneren** dieses Zweipols fließt der elektrische Strom **gegen** die an den äußeren Anschlüssen des Zweipols anliegende Spannung an, also vom negativen zum positiven Potenzial! Technisch bedeutend sind 2 Grenzfälle einer Energiestromquelle:

[†]Den aus Sicht der Anwendung wenig relevanten Grenzfall $J^{(E)} = 0$ habe ich der Einfachheit halber dem passiven Zweipol zugeschlagen

1. Die *Spannungsquelle* mit der Responsefunktion

$$U_{1,2} = U_0 - I_1 \cdot R_i \tag{14.10}$$

   Die Leerlaufspannung U_0 und der Innenwiderstand R_i sind die wichtigsten Kenndaten der betrachteten Spannungsquelle.

2. Die *Stromquelle* mit der Responsefunktion

$$I_1 = I_k - \frac{U_{1,2}}{R_i} \tag{14.11}$$

   Der Kurzschlussstrom I_k und der Innenwiderstand R_i sind die wichtigsten Kenndaten der betrachteten Stromquelle.

Weil auch für eine Energiestromquelle das Prinzip der Energieerhaltung (Abschnitt 3.3.9) gelten muss, zeigt jeder aktive Zweipol alternativ eines der nachfolgend skizzierten Verhalten:

- Er ist lediglich für eine endliche Zeit in der Lage, dieses Verhalten der Energieabgabe beizubehalten; oder
- er ist zusätzlich zu seinen beiden elektrischen Signalkontakten noch auf eine weitere, zur Energieaufnahme geeigneten Weise mit der Umgebung verbunden.

Im ersteren Fall bezeichnen wir den Zweipol als eine *elektrische Batterie*. Diese wird immer nach einer gewissen Nutzungsdauer unbrauchbar, sie ist dann nicht mehr in der Lage, elektrische Leistung abzugeben. Sie kann aber eventuell durch einen zeitlich befristeten Anschluss an eine externe, elektrische Energie liefernde Versorgungseinheit wieder aufgeladen werden. Während dieses Ladevorgangs wird die Batterie dann zu einer Spannungs**senke**, s. Absatz ab S. 1816. Im zweiten Fall handelt es sich z.B. um ein an ein weiteres elektrisches Versorgungsnetz angeschlossenes *Spannungs-* oder *Stromversorgungsgerät*.

Lineare Zweipole (-)

Im einfachsten Fall ist die Responsefunktion $U_{1,2} = U_{1,2}(I_1)$ linear, aber nicht unbedingt instantan. Dann können wir alle in den Abschnitten 4.2.6 und 4.2.3 gelernten Konzepte und Zusammenhänge unmittelbar verwenden. Wir gehen daher unmittelbar zur Frequenzdarstellung über,

$$U_{1,2}(\omega) = U_{1,2}(I_1(\omega)) \tag{14.12}$$

und verwenden die durch die Gl. 4.82 wiedergegebene Tatsache, dass bei einer rein sinusförmigen Anregung $I_1(\omega)$ die Systemantwort ebenfalls sinusförmig ist und zwar von derselben Frequenz ω,

$$U_{1,2}(\omega) = Z(\omega) \cdot I_1(\omega) \tag{14.13}$$

Die im Abschnitt 4.2.1 und in den darauf folgenden Abschnitt als *Suszeptibilität* bezeichnete komplexwertige Größe $Z(\omega)$ bezeichnen wir an dieser Stelle als *Impedanz* des Zweipols. Sie hat die Dimension $Spannung/Stromstärke = Widerstand$.

In der zur Gl. 14.13 grundsätzlich gleichwertigen Formulierung

$$I_1(\omega) = Y(\omega) \cdot U_{1,2}(\omega) \tag{14.14}$$

wird die Größe $Y(\omega)$ als (i.a. ebenfalls komplexwertiger) *Leitwert* des Zweipols bezeichnet.

Ist $Z(\omega)$ frequenz-unabhängig und reell,

$$Z(\omega) = \text{const.} = R \in \mathbb{R}^1 \tag{14.15}$$

so bezeichnet man den Zweipol als einen (ohmschen) *Widerstand*. Technische Bauelemente, die in guter Näherung einen ohmschen Widerstand approximieren, werden wir im Abschnitt 14.2.1 kennen lernen. An dieser Stelle ist der Hinweis auf die unmittelbar aus den Kramers-Kronig-Gleichungen (Gl. 4.87 und 4.88) folgende Aussage hilfreich: Ist die Impedanz eines Zweipols bei ausreichend tiefen Frequenzen reellwertig, und verändert sie sich ab einer gewissen Grenzfrequenz signifikant in ihrem Betrag, kann sie zwangsläufig nicht für alle Frequenzen reellwertig bleiben. Diese generell gültige Aussage wird uns noch an vielen Stellen gute Dienste leisten.

Der im Abschnitt 4.2.4 geführten allgemeinen Diskussion über (beliebige) Systeme mit einfach strukturierten Suszeptibilitäten folgend werden wir erwarten, dass auch bei den elektronischen Zweipolen solche mit rein imaginärer Impedanz existieren und zwar von der Form

$$Z_1 = i \cdot \omega \cdot L \; ; \; L \in \mathbb{R}^1 \; ; \; L > 0 \tag{14.16}$$

$$Z_2 = -\frac{i}{\omega \cdot C} \; ; \; C \in \mathbb{R}^1 \; ; \; C > 0 \tag{14.17}$$

Ein Bauteil mit einem Zweipolverhalten gem. Gl. 14.16 bezeichnen wir als *Induktivität*, diese Bauteile werden wir im Abschnitt 14.2.2 behandeln. Die durch Gl. 14.17 spezifizierte Impedanz ist die der *Kondensatoren*, s. Abschnitt 14.2.3.

Im Gegensatz z.B. zu der im Abschnitt 12.3.1 diskutierten Problemstellung entspricht das Produkt aus Anregung X und Systemantwort Y bei einem elektrischen Zweipol nicht einer Energie, sondern einem Energie**strom**, der im Bereich der Elektrotechnik und Elektronik als *Leistung* bezeichnet wird,

$$J^{(E)} = U \cdot I \tag{14.18}$$

Im Fall der periodischen Anregung gilt für den zeitlichen Mittelwert der Leistung

$$\begin{aligned} \left\langle J^{(E)} \right\rangle &= \frac{1}{2 \cdot T} \cdot \int_t^{t+T} U \cdot I^* \cdot dt' \\ &= \frac{1}{2 \cdot T} \cdot \int_t^{t+T} Z(\omega) \cdot I_0 \cdot e^{i \cdot \omega \cdot t} \cdot I_0 \cdot e^{-i \cdot \omega \cdot t} \cdot dt' = Z(\omega) \cdot \left(\frac{I_0}{\sqrt{2}} \right)^2 \end{aligned} \tag{14.19}$$

D.h. der **Realtei**l der komplexen Impedanz bestimmt die bei einer periodischen Anregung vom System aufgenommene (oft als *Wirkleistung* bezeichnete) Leistung, und der **Imaginärteil** $Z^{''}(\omega)$ bestimmt die *Blindleistung*, d.h. die in periodischem Wechsel zunächst gespeicherte und danach an das anregende System wieder abgegebene elektrische Leistung.

Im Fall periodischer elektrischer Signale bezeichnen wir einen Zweipol dann als *aktiv*, wenn der Realteil der komplexen Impedanz $Z(\omega)$ negativ wird,

$$Z^{'}(\omega) < 0 \tag{14.20}$$

Die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung liegt dann im Bereich

$$\frac{3}{2} \cdot \pi \leqq \varphi \leqq \frac{5}{2} \cdot \pi \tag{14.21}$$

Auch in diesem Fall ist die von dem Zweipol aufgenommene elektrische (Wirk-)Leistung, die wir über die Gl. 14.19 berechnen, **negativ**! Ein derartiges Verhalten lässt sich z.B. mit einem Bauelement erreichen, das die in der Abb. 3 dargestellte Kennlinie hat, in dem rot gezeichneten Kurventeil also einen negativen differenziellen Widerstand besitzt. Verwendet man dieses Bauelement mit einer Gleichstromeinstellung,

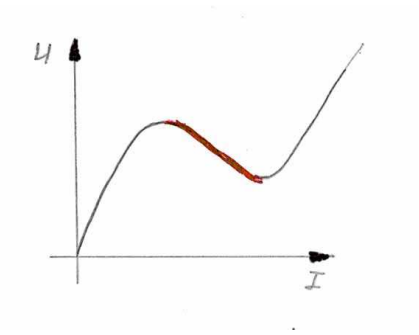

Abb. 3 Kennlinie $U = U(I)$ eines Zweipols mit teilweise negativem differenziellen Widerstand

die das Element stabil in einem Punkt innerhalb des roten Teils der Kennlinie hält, so ist deren für das Kleinsignalverhalten wirksamer Widerstand negativ reell! Die in einer derartigen Schaltung durch das Element in den Wechselsignalstromkreis eingebrachte elektrische Leistung bezieht das Element aus dem Teil der Schaltung, der für die Gleichstromeinstellung verantwortlich ist.

Nichtlineare elektronische Zweipole (*)

In diesem Absatz werden wir uns mit Zweipolen befassen, deren Kennlinie $U = f(I)$ nichtlinear ist. Dabei beschränken wir uns jedoch (s.o.) auf die Diskussion des quasistationären Verhaltens. Von besonderem Interesse sind hierbei die Beispiele, bei

denen diese Nichtlinearität neue technisch interessante Einsatzmöglichkeiten eröffnet, und nicht etwa nur einen eigentlich unerwünschten Störeffekt darstellt.

I.a. verhält sich auch ein nichtlinearer Zweipol bzgl. ausreichend kleiner Änderungen seines aktuellen Zustands annähernd linear,

$$U(I_A + \Delta I) \simeq U(I_A) + Z_d \cdot \Delta I \tag{14.22}$$

Z_d bezeichnet man dann als die *differenzielle Impedanz* des Zweipols, sie regelt das sog. *Kleinsignalverhalten* des Zweipols im *Arbeitspunkt* $(I_A; U(I_A))$. Je nach dem Verlauf der Kennlinie $U = f(I)$ von $I = 0$ bis $I = I_A$ schneidet die durch den Arbeitspunkt $(I_A; U(I_A))$ hindurchgehende Gerade

$$U = U(I_A) + Z_d \cdot \Delta I \tag{14.23}$$

als erstes die Spannungs- oder die Stromachse, s. Abb. 4. Im 1. Beispiel können

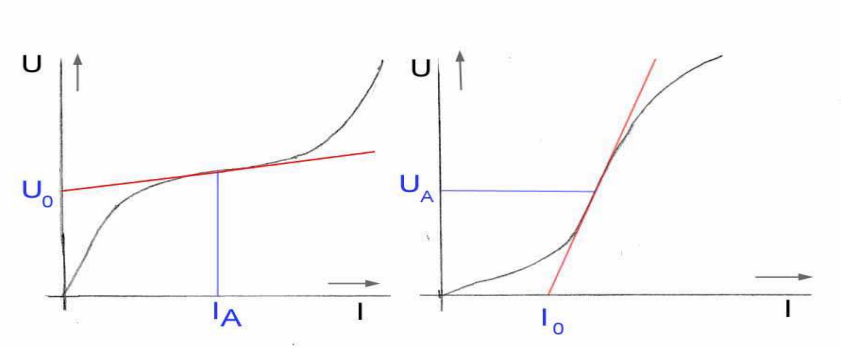

Abb. 4 2 Beispiele für die Kennlinien $U = U(I)$ nichtlinearer Zweipole

wir die Kennlinie $U = f(I)$ in der Nähe des Arbeitspunktes $(I_A; U(I_A))$ durch die Funktion

$$U = U_0 + Z_d \cdot I \tag{14.24}$$

approximieren; der Zweipol verhält sich in diesem Bereich wie eine *Spannungssenke* U_0 mit endlichem Innenwiderstand Z_d, s. Abb. 5. Dieser Zweipol verhält sich also auch in seinem Kleinsignalverhalten wie ein **passiver** Zweipol. Denn es gilt

$$U_0 \cdot I \geqq 0 \tag{14.25}$$

Daher ist es nicht korrekt und irreführend, diesen Zweipol Spannungs**senke** in einer Schaltungsskizze mit demselben Symbol zu kennzeichnen wie eine Spannungs**quelle**. Mir ist jedoch kein anderes Kennzeichnungs-Symbol bekannt. Ich werde b.a.w. so vorgehen, dass ich in beiden Fällen zusätzlich zu der Angabe der Polarität die innerhalb des Zweipols vorliegende Stromrichtung mit angebe. Bei einer Spannungssenke verläuft dieser Pfeil dann vom Pluspol zum Minuspol.

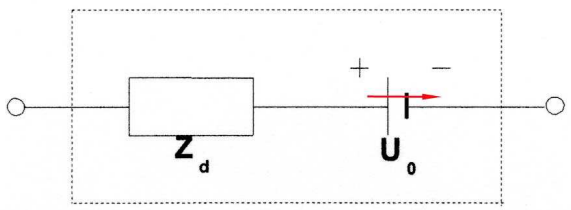

Abb. 5 Ersatzschaltbild des nichtlinearen Zweipols (1. Beispiel)

Im 2. Beispiel wird die Kennlinie durch die Funktion

$$I = I_0 + \frac{1}{Z_d} \cdot U \tag{14.26}$$

angenähert, und der Zweipol verhält sich wie eine *Stromsenke* I_0 mit endlichem inneren Leitwert $Y_d = \frac{1}{Z_d}$, s. Abb. 6. Auch dieser Zweipol verhält sich auch in seinem

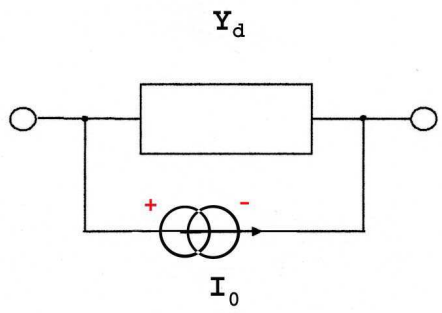

Abb. 6 Ersatzschaltbild des 2. Beispiels eines nichtlinearen Zweipols

Kleinsignalverhalten wie ein **passiver** Zweipol. Denn es gilt

$$U \cdot I_0 \geqq 0 \tag{14.27}$$

Auch in diesem Fall ist es nicht korrekt und irreführend, diesen Zweipol Strom**senke** in einer Schaltungsskizze mit demselben Symbol zu kennzeichnen wie eine Strom**quelle**. Auch hierfür ist mir kein anderes Kennzeichnungs-Symbol bekannt. Ich werde b.a.w. analog wie oben vorgehen, nämlich in beiden Fällen zusätzlich zu der Angabe der Stromrichtung auch die innerhalb des Zweipols vorliegende Spannungspolarität mit angeben. Bei einer Stromsenke liegt dann der Pluspol am Anfang und der Minuspol am Ende des Strompfeils.

Zweipole mit einem wie in der Abb. 4(a) angedeuteten Verhalten, für die

$$|Z_d| \ll \frac{U(I_A)}{I_A} \tag{14.28}$$

gilt, bilden die Basis für elektronische Schaltungen zur Spannungsstabilisierung, s. Abschnitt 14.5.3. Entsprechend eignen sich Zweipole mit einem in der Abb. 4(b) angedeuteten Verhalten zur Stromstabilisierung, vorausgesetzt es gilt

$$|Y_d| \ll \frac{I(U_A)}{U_A} \tag{14.29}$$

An dieser Stelle sind wir zum erstenmal dem Konzept der *Ersatzschaltung* begegnet, einer in der Elektronik beliebten und weit verbreiteten Vorgehensweise. Hierdurch wird ein komplexes, z.B. nichtlineares Verhalten eines Bauelementes oder einer Schaltung durch das Verhalten angenähert, das eine möglichst einfache Zusammenschaltung von idealisierten Bauelementen mit einfachem, z.B. linearen Verhalten besitzt. Das reale, diese Vereinfachung sprengende Verhalten des betrachteten Bauelementes wirkt sich dann so aus, dass die in der Ersatzschaltung auftretenden Kennwerte - in den obigen Beispielen also U_0 und Z_d bzw. I_0 und Y_d - keine Konstanten sind, sondern vom Arbeitspunkt und eventuell zusätzlich auch noch von gewissen äußeren Parametern abhängen. Vorteil des Ersatzschaltungs-Konzeptes ist u.a., dass für das Kleinsignalverhalten (s.o.) alle Berechnungen mit dieser Ersatzschaltung durchgeführt werden können. Die Wahl einer Ersatzschaltung ist i.a. nicht eindeutig durch die Problemstellung vorgegeben. In den meisten Fällen gibt es aber eine *günstigste Wahl* in dem Sinne, dass sich bei dieser ausgezeichneten Ersatzschaltung die Kenndaten bei einer Änderung des Arbeitspunktes weniger stark ändern als bei den übrigen Ersatzschaltungen.

Bei der konkreten Konzipierung und Berechnung einer elektronischen Schaltung unter Einsatz eines derartigen nichtlinearen Zweipols wird man i.a. nach Möglichkeiten suchen, den Arbeitspunkt des Zweipols auf eine Weise einzustellen, die das Kleinsignalverhalten möglichst wenig beeinflusst. Dann nämlich kann man diese beiden Schaltkreise, die für das Großsignal- bzw. für das Kleinsignalverhalten relevant sind, unabhängig von einander optimieren. Bei Schaltungen für die analoge Verarbeitung von Wechselspannungssignalen gelingt dies über den konsequenten Einsatz von Hochpassfiltern innerhalb des Signalverlaufs. Man spricht dann von wechselspannungs-gekoppelten Signalschaltungen. Der im Absatz S. 1875 beschriebene Analog-Verstärker ist ein typisches Beispiel für eine wechselspannungs-gekoppelte Signalschaltung.

Einen Sonderfall stellen nichtlineare Zweipole dar mit einer Kennlinie, die durch eine **ganz bestimmte** mathematische Funktion angenähert werden kann, z.B. durch eine Quadrat- oder Exponentialfunktion. Derartige Zweipole finden ihren Einsatz z.B. als Kernelement in einer elektronischen Schaltung, die im Rahmen einer analogen Signalverarbeitung gewisse mathematische Rechenoperationen ausführt, s. Abschnitt 14.5.2.

14.1.3 Elektronische Vierpole (*)

Als nächstes werden wir uns mit Schaltungen auseinandersetzen, die 4 Anschlüsse besitzen, s. Abb. 7 (XXX: Graphik überprüfen). Ein solcher *Vierpol* tritt mit seiner

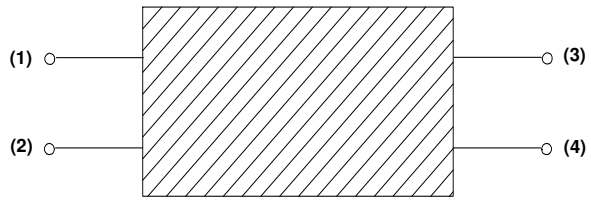

Abb. 7 Elektronischer Vierpol

elektronischen Umgebung über die 4 Ströme I_1 bis I_4 sowie über die 4 elektrischen Potenziale dieser Anschlüsse in Verbindung. Diese 4 Potenziale definieren 3 Spannungen, z.B. die Größen

$$U_{1,2} = U_1 - U_2 \tag{14.30}$$

und entsprechend $U_{3,4}$ und $U_{2,4}$. Sofern der Vierpol keine Stromquelle enthält, gilt auch für ihn die Gl. 14.2, jetzt also in der Form

$$\sum_{i=1}^{4} I_i = 0 \tag{14.31}$$

Im allgemeinsten Fall ist daher der Zustand eines Vierpols durch die Angabe von 3 Spannungswerten und von 3 Stromwerten festgelegt.

Wir wollen uns nun mit Vierpolen befassen, bei denen 2 Anschlüsse als *Eingang* fungieren, d.h. die mit diesen Anschlüssen verknüpften Strom- und Spannungswerte werden *von außen* vorgegeben, während die verbleibenden 2 Anschlüsse als *Ausgang* wirken. D.h. mit Festlegung der Eingangswerte sind die mit den Ausgangsanschlüssen verknüpften Strom- und Spannungswerte nicht mehr vorgebbar, sondern durch das Verhalten des Vierpols bereits weitgehend festgelegt. Der noch verbleibende Freiheitsgrad wird durch die Art der elektrischen Verbindung zwischen den beiden Ausgangsanschlüssen (durch deren *Abschluss*) ausgeschöpft. Wir bezeichnen die Eingangsanschlüsse mit der Kennung (1) und (2) und entsprechend die Ausgänge mit (3) und (4). Als weitere Vereinfachung setzen wir voraus, dass die Bedingung

$$I_1 = -I_2 = I_e \tag{14.32}$$

erfüllt ist und damit wegen Gl. 14.31 auch

$$I_3 = -I_4 = I_a \tag{14.33}$$

Diese Bedingung lässt sich nicht *beweisen;* vielmehr kann man sogar Schaltungen angeben, die als Vierpole betrachtet diese Bedingung verletzen. Aus mancherlei Gründen, die insbesondere mit der Stabilität elektronischer Schaltungen und ihrer Unempfindlichkeit gegenüber äußeren Stösignalen zusammenhängen, können wir aber davon ausgehen, dass die überwiegende Zahl der real eingesetzten Vierpole diese Bedingung erfüllen.

Aus Gründen, die uns sehr bald einleuchten werden, treffen wir für die Ströme folgende Vorzeichenkonvention: I_1 zählen wir positiv, wenn der Strom in den Anschluss (1) hineinfließt, und I_3 zählen wir positiv, wenn er aus dem Anschluss (3) herausfließt. Schließlich setzen wir auch noch voraus, dass die Spannung $U_{2,4}$ auf das Verhalten des Vierpols keinen Einfluss hat. Diese Irrelevanzbedingung für $U_{2,4}$ ist trivialerweise erfüllt, wenn die beiden Anschlüsse (2) und (4) im Inneren des Vierpols miteinander elektrisch verbunden sind, wir es also mit einem Dreipol zu tun haben, s. Absatz S. 1830. Es gibt aber auch andere Konfigurationen des Inneren eines Vierpols, die ebenfalls diese Bedingung erfüllen. Aus mancherlei Gründen, die wir erst Zug um Zug im Laufe dieses Heftes 10.1.1 einsehen werden, ist es nämlich günstig, in einer elektronischen Schaltung jede elektrische Spannung, die als Informationsträger fungiert, in ihrem Absolutpotenzial nicht beliebig variierbar zu belassen. Statt dessen stellt man für sie **wohl definierte** Verhältnisse her, indem z.B. einer der beiden Anschlüsse auf ein wohl definiertes **konstantes** Potenzial (z.B. auf Erdpotenzial) gelegt wird. Dieser Anschluss wird dann im Laborjargon als das *kalte Ende* dieses Signals bezeichnet. Gilt dieses Konzept sowohl für die Ausgangs- wie für die Eingangsspannung, dann ist natürlich die Spannung zwischen diesen beiden kalten Enden ohne Bedeutung für die Funktion der Schaltung. Eine weitere durchaus übliche Arbeitsweise besteht darin, den Mittelwert der beiden Potenziale U_1 und U_2 auf eine konstantes Potenzial zu legen. Bei dieser Arbeitsweise sind die beiden Anschlüsse (1) und (2) bzgl. dieser Referenzierung gleichwertig. Man spricht daher von einem *symmetrischen Ein- bzw. Ausgang.* Dieser hat bzgl. der Störsignalunterdrückung große Vorteile, s. Abschnitt 14.7.2.

Unter diesen nun zusammengetragenen Bedingungen werden sowohl der Eingang als auch der Ausgang des Vierpols durch genau 2 Werte festgelegt, d.h. es gilt

$$\begin{aligned} U_{1,2} &= U_e \;\; ; \;\; U_{3,4} = U_a \\ U_a &= U_a(U_e, I_e) && (14.34) \\ I_a &= I_a(U_e, I_e) && (14.35) \end{aligned}$$

Lineare Vierpole / Matrix-Kalkül (-)

Sofern der Zusammenhang zwischen den Eingangs- und den Ausgangsgrößen linear ist, lauten die Gl. 14.34 und 14.35 zusammengenommen in der aus dem Abschnitt 7.4.2 bekannten Matrixschreibweise

$$\begin{pmatrix} U_e \\ I_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \bullet \begin{pmatrix} U_a \\ I_a \end{pmatrix} \qquad (14.36)$$

und der Vierpol ist durch Angabe dieser 4 Kennwerte A_{ik} vollständig beschrieben. Bei der Verwendung dieser Schreibweise hat es sich eingebürgert, formal die Eingangsgrößen U_e und I_e als die abhängigen Variablen zu behandeln und die Ausgangsgrößen

als die unabhängigen. Wegen der Eineindeutigkeit jeder linearen Funktion ist dies letztlich unerheblich. Der Vorteil dieser Konvention besteht u.a. darin, dass dann die Kennwerte A_{ik} passiver Vierpole alle positiv sind. In dieser Definition haben die Matrixelemente A_{ik} unterschiedliche Dimensionen: A_{11} und A_{22} sind dimensionslos, A_{12} hat die Dimension einer Impedanz (z.B. die Einheit Ohm) und A_{21} die eines Leitwertes (z.B. Ohm^{-1}). Zur Unterscheidung gegenüber anders strukturierten Formulierungen für den linearen Zusammenhang zwischen den Größen (U_e, I_e, U_a, I_a) hat die durch die Gl. 14.36 definierte Matrix den Namen *Kettenmatrix* erhalten, weil sie nämlich bei der unten erläuterten Kettenschaltung von Vierpolen von besonderem Nutzen ist. Der Vollständigkeit halber sei bereits an dieser Stelle angemerkt, dass sich dieser lineare Zusammenhang zwischen den Eingangs- und den Ausgangsgrößen auch in anderer Form darstellen lässt, z.B. derart dass die sich ergebende Matrix aus lauter Elementen von der Dimension eines Widerstandes besteht. Grundsätzlich sind diese verschiedenen Darstellungen einander gleichwertig. Die jeweiligen Matrizen lassen sich nach einem festen Formalismus in einander umrechnen. Je nach aktueller Fragestellung hat jedoch oft eine bestimmte Darstellung einen rechentechnischen Vorteil.

Die Kettenmatrixelemente A_{ik} eines real existierenden Vierpols lassen sich auf einfache Weise durch geeignet konzipierte Messungen bestimmen. Lassen wir bei einer Messung den Ausgang offen, dann gilt offenbar

$$I_a = 0 \Rightarrow U_e = A_{11} \cdot U_a \; ; \; I_e = A_{21} \cdot U_a \Rightarrow \tag{14.37}$$

$$\left(\frac{U_e}{I_e}\right)_{I_a=0} = Z_e(I_a = 0) = \frac{A_{11}}{A_{21}} \tag{14.38}$$

$$\left(\frac{U_e}{U_a}\right)_{I_a=0} = (\Gamma(I_a = 0))^{-1} = A_{11} \tag{14.39}$$

Schließen wir dagegen den Ausgang kurz, dann gilt

$$U_a = 0 \Rightarrow U_e = A_{12} \cdot I_a \; ; \; I_e = A_{22} \cdot I_a \Rightarrow \tag{14.40}$$

$$\left(\frac{U_e}{I_e}\right)_{U_a=0} = Z_e(U_a = 0) = \frac{A_{12}}{A_{22}} \tag{14.41}$$

$$\left(\frac{I_e}{I_a}\right)_{U_a=0} = (\gamma(U_a = 0))^{-1} = A_{22} \tag{14.42}$$

Z_e ist die Eingangs-Impedanz des Vierpols. Die durch die Gl. 14.39 definierte Größe Γ wollen wir als die (relative) *Spannungsübertragung* des Vierpols bezeichnen und analog dazu die durch die Gl. 14.42 definierte Größe γ als dessen (relative) *Stromübertragung.* Die Messung der Eingangs-Impedanz bei offenem und bei kurzgeschlossenem Ausgang sowie der Spannungsübertragung bei offenem Ausgang bzw. der Stromübertragung bei kurzgeschlossenem Ausgang lässt sich i.a. problemlos durchführen. Aus diesen Messwerten ergeben sich dann die 4 Kettenmatrixelemente A_{ik} über die Gl.-en 14.38, 14.39, 14.41 und 14.42.

Schließen wir nun 2 derartige Vierpole **A** und **B** in Form einer Kette hinter einander (s. Abb. 8), so wirken - auf Grund der zu Beginn dieses Abschnitts

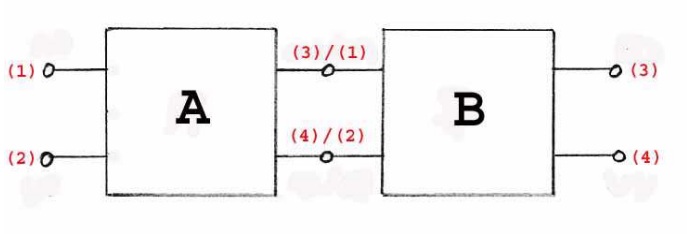

Abb. 8 Hintereinanderschaltung zweier Vierpole A und B

getroffenen Vorzeichenkonvention auch vorzeichenrichtig - die Ausgangsgrößen des 1. Vierpols als Eingangsgrößen für den nachfolgenden. Wie man leicht nachrechnen kann, ergeben sich die Kennwerte C_{ik} des durch diese Kettenschaltung entstandenen neuen Vierpols **C** nach den Rechenregeln der Multiplikation quadratischer Matrizen, s. wieder Abschnitt 7.4.2,

$$\mathbf{C} = \mathbf{A} \bullet \mathbf{B} \tag{14.43}$$

$$C_{ik} = \sum_{l=1}^{N} A_{il} \cdot B_{lk} \tag{14.44}$$

hier also

$$\begin{aligned} C_{11} &= A_{11} \cdot B_{11} + A_{12} \cdot B_{21} \\ C_{12} &= A_{11} \cdot B_{12} + A_{12} \cdot B_{22} \\ C_{21} &= A_{21} \cdot B_{11} + A_{22} \cdot B_{21} \\ C_{22} &= A_{21} \cdot B_{12} + A_{22} \cdot B_{22} \end{aligned} \tag{14.45}$$

Mit Hilfe des Matrizenkalküls lässt sich also jeder Vierpol, der durch Kettenschaltung gewisser Bestandteile entsteht, auf einfache Weise berechnen, sobald nur die Matrizen dieser Bestandteile bekannt sind. Wir werden dies in den nachfolgend behandelten Beispielen näher kennenlernen. Hierzu berechnen wir die Matrix der beiden einfachsten, in Abb. 9 wiedergegebenen Vierpole. Wie man leicht nachrechnen kann, gehört zu dem 1. Vierpol, dem parallel zu den Ein- und Ausgängen liegenden Leitwert Y, die Matrix

$$\mathbf{A}^{(1)} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} \tag{14.46}$$

und zu dem 2. Vierpol, der zwischen Eingang und Ausgang liegenden Impedanz Z, die Matrix

$$\mathbf{A}^{(2)} = \begin{pmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{14.47}$$

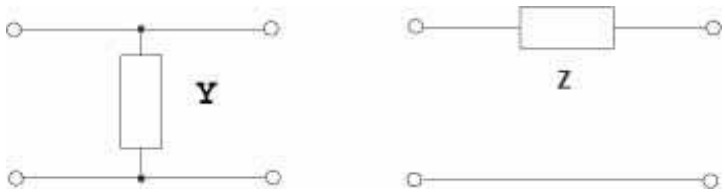

Abb. 9 Schaltskizze der beiden Basis-Vierpole

An dieser Stelle sei nochmals daran erinnert, dass die Größen Y und Z i.a. komplexwertig sind. Wie man unmittelbar nachrechnen kann, gilt für die Determinante dieser beiden Matrizen

$$\det(\mathbf{A}^{(1)}) = \det(\mathbf{A}^{(2)}) = 1 \tag{14.48}$$

Wegen des uns bereits aus dem Abschnitt 3.1.2 bekannten Determinantensatzes (Gl. 3.130) gilt dann aber diese Gl. auch für jeden Vierpol, der sich durch Kettenschaltung von endlich (oder auch abzählbar unendlich) vielen Vierpolen der Struktur nach Abb. 9 zusammensetzen lässt. D.h. insbesondere, dass jeder derartige Vierpol nicht mehr 4 unabhängige Parameter besitzt, sondern nur 3. Denn die 4 Parameter A_{ik} sind ja über die Gl. 14.48 mit einander verknüpft. Es genügt also z.B., die beiden Diagonal-Elemente A_{11} und A_{22} (z.B. über entsprechende Messungen) zu kennen sowie eines der beiden Elemente A_{12} oder A_{21}. Daraus kann dann das fehlende Element errechnet werden, z.B. gem.

$$A_{12} = \frac{A_{11} \cdot A_{22} - 1}{A_{21}} \tag{14.49}$$

Zur Einübung in diesen Formalismus berechnen wir die Vierpolmatrizen eines sog. T-Gliedes und eines sog. π-Gliedes (Abb. 10).

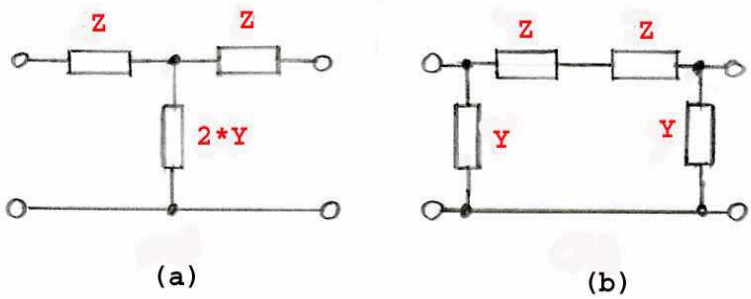

Abb. 10 Vierpol in (a) T-Schaltung bzw. (b) π-Schaltung

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^{(T)} &= \begin{pmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \bullet \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 2 \cdot Y & 1 \end{pmatrix} \bullet \begin{pmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 + 2 \cdot Y \cdot Z & 2 \cdot Z \cdot (1 + Y \cdot Z) \\ 2 \cdot Y & 1 + 2 \cdot Y \cdot Z \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{14.50}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{A}^{(\pi)} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} \bullet \begin{pmatrix} 1 & 2\cdot Z \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \bullet \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1+2\cdot Y\cdot Z & 2\cdot Z \\ 2\cdot Y\cdot(1+Y\cdot Z) & 1+2\cdot Y\cdot Z \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{14.51}$$

Diese Beziehungen werden wir im Abschnitt 14.3.3 benötigen und dort auch eingehend diskutieren.

Zum Abschluss dieses Absatzes sei explizit darauf hingewiesen, dass die in der Abb. 8 skizzierte Kettenschaltung keinesfalls die einzig mögliche oder auch nur sinnvolle Verknüpfung zweier Vierpole ist. Vielmehr werden in elektronischen Schaltungen oft Baugruppen aus passiven Bauelementen verwendet, die sich nicht ausschließlich als Kettenschaltungen aus den in der Abb. 9 wiedergegebenen Basiselementen darstellen lassen. Hierauf werde ich im Kapitel 14.3 schlagwortartig eingehen. Zur Unterscheidung der dabei auftretenden neuartigen Verknüpfungen von Vierpolen von der bisher verwendeten sollte die Verknüpfung (wie geschehen) unbedingt als *Kettenschaltung* (und nicht etwa als Hintereinander- oder Serienschaltung) bezeichnet werden.

Längssymmetrische Vierpole (-)

Wir wollen nun das Verhalten von Vierpolen diskutieren, deren Verhalten sich nicht verändert, wenn man die Eingangs- mit den Ausgangsklemmen vertauscht, die also *längssymmetrisch* sind. Anstatt die jeweiligen Klemmen zu vertauschen, können wir auch die an ihnen auftretenden Spannungen und Ströme uminterpretieren und die bisherigen Eingangsgrößen (U_e, I_e) als Ausgangsgrößen auffassen und umgekehrt. Wegen der getroffenen Vorzeichenkonvention müssen dann gleichzeitig die Vorzeichen der Ströme herumgedreht werden. Ist der Vierpol längssymmetrisch, muss daher gelten

$$\begin{pmatrix} U_a \\ -I_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \bullet \begin{pmatrix} U_e \\ -I_e \end{pmatrix} \tag{14.52}$$

Unter Verwendung der Matrix

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \tag{14.53}$$

wird die Gl. 14.52 zu

$$\mathbf{V} \bullet \begin{pmatrix} U_a \\ I_a \end{pmatrix} = \mathbf{A} \bullet \mathbf{V} \bullet \begin{pmatrix} U_e \\ I_e \end{pmatrix} \tag{14.54}$$

Hierin können wir aber erneut die Ausgangs-Gl. 14.36 einsetzen und erhalten als Bedingung dafür, dass ein Vierpol längssymmetrisch ist, die Beziehung

$$\mathbf{V} = \mathbf{A} \bullet \mathbf{V} \bullet \mathbf{A} \tag{14.55}$$

Multiplizieren wir diese Matrixgleichung aus und vergleichen die beiden Ergebnis-Matrizen elementweise, so folgen daraus die Bedingungen

$$A_{11} = A_{22} \tag{14.56}$$
$$\det \mathbf{A} = 1 \tag{14.57}$$

Längssymmetrische Vierpole haben also nur noch 2 unabhängige Kennwerte. Aus Gründen, die wir erst nachträglich einsehen werden, verwenden wir hierfür die beiden Ausdrücke

$$Z_0 = \sqrt{\frac{A_{12}}{A_{21}}} \tag{14.58}$$
$$\Gamma_0 = \sqrt{A_{12} \cdot A_{21}} \tag{14.59}$$

In diesen Ausdrücken treten die Größen A_{11} und A_{22} nicht mehr explizit auf, sie haben ihre Relevanz jedoch keineswegs verloren, da sie ja über die Gl. 14.56 und 14.57 implizit mit den Größen Z_0 und Γ_0 verknüpft sind. Z_0 hat offensichtlich die Dimension eines Widerstandes, und Γ_0 ist dimensionslos. Unter Verwendung dieser Größen erhält die Kettenmatrix eines längssymmetrischen Vierpols die Struktur

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \sqrt{1+\Gamma_0^2} & Z_0 \cdot \Gamma_0 \\ \frac{\Gamma_0}{Z_0} & \sqrt{1+\Gamma_0^2} \end{pmatrix} \tag{14.60}$$

Um einen ersten Hinweis auf die Bedeutung von Z_0 zu erhalten, berechnen wir den Eingangswiderstand eines längssymmetrischen Vierpols, der mit dem ihm zugeordneten Widerstand Z_0 abgeschlossen ist. Dies gelingt z.B. durch Betrachtung der Kettenschaltung nach Abb. 11 und Berechnung des Eingangswiderstands dieser Schal-

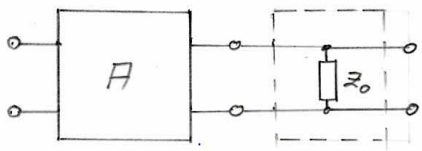

Abb. 11 Zur Bedeutung der Grösse Z_0

tung bei offenem Ausgang:

$$\mathbf{C} = \mathbf{A} \bullet \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Z_0^{-1} & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma_0 + \sqrt{1+\Gamma_0^2} & Z_0 \cdot \Gamma_0 \\ Z_0^{-1} \cdot \left(\Gamma_0 + \sqrt{1+\Gamma_0^2}\right) & \sqrt{1+\Gamma_0^2} \end{pmatrix}$$

$$Z^{(C)}(I_a = 0) = \frac{C_{11}}{C_{21}} = \frac{\Gamma_0 + \sqrt{1+\Gamma_0^2}}{Z_0^{-1} \cdot \left(\Gamma_0 + \sqrt{1+\Gamma_0^2}\right)} = Z_0 \tag{14.61}$$

Der Widerstand Z_0 eines längssymmetrischen Vierpols ist also genau derjenige Wert, bei dessen Verwendung als Abschlusswiderstand der Abschluss- und der Eingangswiderstand des Vierpols identisch sind. Daher spielt er, wie wir sogleich sehen werden, insbesondere dann eine entscheidende Rolle, wenn aus diesem Vierpol eine Kette aus endlich (oder auch unendlich) vielen identischen Bausteinen aufgebaut wird. Wir berechnen nun noch das Verhältnis von Eingangs- und Ausgangsspannung unter diesen Bedingungen:

$$\frac{U_e}{U_a} = C_{11} = \Gamma_0 + \sqrt{1+\Gamma_0^2} \tag{14.62}$$

Wir werden nun die Matrix einer Kette aus endlich vielen derartigen Bausteinen bestimmen. Hierzu berechnen wir in einem 1. Schritt die Kettenmatrix eines aus 2 identischen längssymmetrischen Vierpolen aufgebauten Vierpols:

$$\begin{aligned}
\mathbf{C} &= \begin{pmatrix} \sqrt{1+\Gamma_0^2} & Z_0 \cdot \Gamma_0 \\ \frac{\Gamma_0}{Z_0} & \sqrt{1+\Gamma_0^2} \end{pmatrix}^2 \\
&= \begin{pmatrix} 1+2\cdot\Gamma_0^2 & 2\cdot Z_0 \cdot \Gamma_0 \cdot \sqrt{1+\Gamma_0^2} \\ 2\cdot\frac{\Gamma_0}{Z_0}\cdot\sqrt{1+\Gamma_0^2} & 1+2\cdot\Gamma_0^2 \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{14.63}$$

Die bei dieser Kettenschaltung entstehende Systematik erkennen wir leichter, wenn wir folgende Variablensubstitution vornehmen:

$$\Gamma_0 = \sinh g \tag{14.64}$$

Da $\sinh g$ eine monotone Funktion ist, können durch diese Transformation keinerlei mathematische Schwierigkeiten entstehen. Die durch diese Transformation definierte Größe g ist eine diemensionslose komplexe Zahl. Die Matrizen $\mathbf{A}$ und $\mathbf{C}$ (s. Abschnitt 3.1.1) lauten nun

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \cosh g & Z_0 \cdot \sinh g \\ \frac{1}{Z_0}\cdot\sinh g & \cosh g \end{pmatrix} \tag{14.65}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{C} &= \begin{pmatrix} \cosh^2 g + \sinh^2 g & 2\cdot Z_0 \cdot \sinh g \cdot \cosh g \\ \frac{2}{Z_0}\cdot\sinh g\cdot\cosh g & \cosh^2 g + \sinh^2 g \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} \cosh 2\cdot g & Z_0 \cdot \sinh 2\cdot g \\ \frac{1}{Z_0}\cdot\sinh 2\cdot g & \cosh 2\cdot g \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{14.66}$$

D.h. die Kettenschaltung hat die Größe Z_0 unverändert gelassen und die Größe g verdoppelt. Daher vermuten wir nun, dass folgender Satz gilt:

Theorem 197 *Durch Kettenschaltung von n identischen längssymmetrischen Vierpolen mit den Kenndaten Z_0 und g ergibt sich ein ebenfalls längssymmetrischer Vierpol mit den Kenndaten Z_0 und $n \cdot g$.*

Der Beweis dieses Satzes gelingt durch vollständige Induktion. Den Beweisschritt für $n = 2$ haben wir bereits oben ausgeführt, der Beweisschritt von n nach $n+1$ gelingt durch einfaches Nachrechnen. Aus Gründen, die wir bald einsehen werden , hat die Größe Z_0 die Bezeichnung *Wellenwiderstand* erhalten und g die Bezeichnung *Fortpflanzungskonstante.*

Aktive elektronische Vierpole (-)

Im Fall eines Zweipols haben wir diesen genau dann als *aktiv* bezeichnet, wenn die Bedingung 14.9 erfüllt ist, wenn also der Zweipol ständig einen endlichen elektrischen Energiestrom an die übrige elektronische Schaltung abgibt. In analoger Weise nennen wir nun einen elektronischen Vierpol genau dann aktiv, wenn er, als Einheit betrachtet, einen endlichen elektrischen Energiestrom an die übrige elektronische Schaltung abgibt. Wegen der oben erläuterten Vorzeichendefinition der relevanten Spannungen und Ströme eines Vierpols führt das zu der Bedingung

Definition 198 *Ein Vierpol ist genau dann aktiv, wenn der Energiestrom $J_a^{(E)}$ am Ausgang des Vierpols größer ist als der Energiestrom $J_e^{(E)}$ an dessen Eingang:*

$$\left(J_a^{(E)} = \mathrm{Re}(U_a \cdot I_a)\right) > \left(J_e^{(E)} = \mathrm{Re}(U_e \cdot I_e)\right) \tag{14.67}$$

Diese Forderung lässt sich auch als eine Forderung an die Koeffizienten der Kettenmatrix **A** dieses Vierpols ausdrücken. Hierzu berechnen wir zunächst den komplexen Ausdruck

$$\begin{aligned} U_e \cdot I_e - U_a \cdot I_a &= (A_{11} \cdot U_a + A_{12} \cdot I_a) \cdot (A_{21} \cdot U_a + A_{22} \cdot I_a) - U_a \cdot I_a \\ &= A_{11} \cdot A_{21} \cdot U_a^2 + A_{12} \cdot A_{22} \cdot I_a^2 \\ &\quad + (A_{11} \cdot A_{22} + A_{12} \cdot A_{21} - 1) \cdot U_a \cdot I_a \end{aligned} \tag{14.68}$$

Der Vierpol sei mit der Impedanz Z_a abgeschlossen,

$$U_a = Z_a \cdot I_a \tag{14.69}$$

Dann wird die Gl. 14.68 zu

$$U_e \cdot I_e - U_a \cdot I_a = \left\{A_{11} \cdot A_{21} \cdot Z_a^2 + A_{12} \cdot A_{22} + (A_{11} \cdot A_{22} + A_{12} \cdot A_{21} - 1) \cdot Z_a\right\} \cdot I_a^2 \tag{14.70}$$

Relevant für den zeitlichen Mittelwert (s. Gl. 14.19) der Energiestrombilanz ist daher die Impedanz

$$Z_{eff} = A_{11} \cdot A_{21} \cdot Z_a^2 + A_{12} \cdot A_{22} + (A_{11} \cdot A_{22} + A_{12} \cdot A_{21} - 1) \cdot Z_a \tag{14.71}$$

Über das Vorzeichen des Realteils dieser Größe lässt sich offenbar keine einfache Aussage machen und damit auch nicht zur Frage, welche Bedingungen die Koeffizienten

der Matrix **A** in Zusammenwirken mit der Abschlussimpedanz Z_a erfüllen müssen, damit der Vierpol aktiv ist. Ich beschränke mich daher an dieser Stelle darauf, ein einfaches Beispiel für einen aktiven Vierpol zu nennen und zu zeigen, dass der Realteil seines Kennwertes Z_{eff} tatsächlich negativ ist. Das wohl einfachste derartige Beispiel ist der Spannungsverstärker mit einem endlichen, reellen Eingangswiderstand R_e und mit einer konstanten Spannungsverstärkung Γ, aber mit einem endlichen, ebenfalls reellen inneren Widerstand R_i. Der Ausgang des Vierpols sei mit dem reellen Widerstand R_a abgeschlossen. An einem derartigen Vierpol führen die im Absatz S. 1819 beschriebenen Messungen zu folgendem Ergebnis:

$$\left(\frac{U_e}{I_e}\right)_{I_a=0} = \frac{A_{11}}{A_{21}} = R_e \tag{14.72}$$

$$\left(\frac{U_e}{U_a}\right)_{I_a=0} = A_{11} = \frac{1}{\Gamma} \tag{14.73}$$

$$\left(\frac{U_e}{I_e}\right)_{U_a=0} = \frac{A_{12}}{A_{22}} = R_e \tag{14.74}$$

$$\left(\frac{I_e}{I_a}\right)_{U_a=0} = A_{22} = \frac{R_i}{R_e \cdot \Gamma} \tag{14.75}$$

Die Matrix **A** dieses Verstärkers beträgt demnach

$$\mathbf{A} = \frac{1}{\Gamma} \cdot \begin{pmatrix} 1 & R_i \\ \frac{1}{R_e} & \frac{R_i}{R_e} \end{pmatrix} \tag{14.76}$$

und die Impedanz Z_{eff}

$$\begin{aligned} Z_{eff} &= \frac{1}{\Gamma^2} \cdot \frac{R_a^2}{R_e} + \frac{1}{\Gamma^2} \cdot \frac{R_i^2}{R_e} + \frac{1}{\Gamma^2} \cdot \left(\frac{R_i}{R_e} + \frac{R_i}{R_e} - 1\right) \cdot R_a \\ &= \frac{R_a}{\Gamma^2 \cdot R_e} \cdot \left\{(R_a + R_c)^2 - 1\right\} \\ &= \frac{1}{\Gamma^2 \cdot R_e} \cdot (R_a + R_i)^2 - R_a \end{aligned} \tag{14.77}$$

Da in unserem Beispiel Z_{eff} reell ist, ist der Vierpol aktiv, wenn

$$\frac{1}{\Gamma^2 \cdot R_e} \cdot (R_a + R_i)^2 < R_a \Rightarrow \tag{14.78}$$

$$\frac{(R_a + R_i)^2}{R_e \cdot R_a} < \Gamma^2 \tag{14.79}$$

Wählt man den Abschlusswiderstand genügend hoch, ist diese Bedingung nicht erfüllt. Eine reine Spannungsverstärkung, bei der der Ausgang nahezu unbelastet bleibt, ist also grundsatzlich auch mit rein passiven Elementen möglich. Sobald dem Verstärker dagegen am Ausgang eine merkliche Leistung entzogen wird, wird neben einer Spannungsverstärkung i.a. auch eine Leistungsverstärkung benötigt, was nur mit einem aktiven Vierpol möglich ist.

Dreipole (-/-)

(XXX: Der Text des Absatzes *Dreipole* ist noch nicht verfügbar.)

14.2 Technische Bauteile (-)

Dieses Kapitel stellt die wichtigsten technische Bauteile vor, die beim Aufbau elektronischer Baugruppen und Geräte üblicherweise zum Einsatz gelangen. Dabei geht es mir weniger um eine möglichst aktuelle Beschreibung des jeweiligen Stands der technischen Entwicklung. Diese sollte der Leser besser aus den Informationsschriften der Bauteile-Hersteller entnehmen. Ähnlich wie an verwandten Stellen in diesem Buch (s. z.B. Kapitel 11.6) möchte ich einen Überblick geben über die verschiedenen physikalischen Funktionsprinzipien, mit denen die jeweils gewollte Funktion realisiert worden ist, und darlegen, welche typischen Eigenschaften und Spezifikationen sich daraus ergeben. Bei der Gliederung des Textes werde ich mich weitgehend an die bereits im Kapitel 1.5 genannte Gliederung für die Beschreibung technischer Bauteile halten.

14.2.1 Widerstände (*)

Elektronische Bauelemente, die einen Zweipol mit in guter Näherung reeller Impedanz bilden, werden als (ohmsche) *Widerstände* bezeichnet. Sie bilden das bei weitem am häufigsten eingesetzte Bauelement der Elektronik und dienen z.B. als Spannungsteiler, Strom/Spannungswandler oder umgekehrt als Spannungs/Stromwandler. Die einfachste technische Realisierung eines Widerstandes ist der *Drahtwiderstand*. Er besteht aus einem Draht, der auf einen nichtleitenden z.B. keramischen Träger aufgewickelt ist. Der Widerstandswert errechnet sich gemäß

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \tag{14.80}$$

ρ : als *spezifischer Widerstand* bezeichnete Materialkonstante

l : Länge des Drahtes

A : Querschnittsfläche des Drahtes

s. Abschnitt 8.2.7. Häufig verwendete Materialien sind Kupfer und *Konstantan*® (ein Markenname der ThyssenKrupp GmbH), eine Legierung aus $55 \cdot \%$ Kupfer und $45 \cdot \%$ Nickel mit einem gegenüber den meisten Metallen um mehr als den Faktor 100 niedrigeren Temperaturkoeffizienten des spezifischen Widerstandes. Wie man auf Basis des Zahlenwertes für den spezifischen Widerstand von Kupfer (s. Kapitel 14.12) leicht nachrechnen kann, lassen sich Drahtwiderstände nur mit verhältnismäßig kleinen Widerstandswerten realisieren. Z.B. beträgt der Widerstand von $10 \cdot m$ Kupferdraht von $0,5 \cdot mm$ Durchmesser $0,907 \cdot \Omega$. Und sobald man allzu lange Drähte in vielen Lagen aufeinander wickelt, ergibt sich bereits eine signifikante Induktivität

des Bauelementes, s. Abschnitt 14.2.2, und das Ergebnis ist eher eine Induktivität als ein ohmscher Widerstand. Bei Verwendung des Materials Konstantan ergibt sich unter denselben Zahlenwerten wie oben angeführt ein Widerstand von $25,5 \cdot \Omega$. Drahtwiderstände sind daher in ihrer Anwendung auf sehr niedrige Widerstandswerte in der Nähe von $1 \cdot \Omega$ beschränkt, sind allerdings bis zu Leistungen von $10 \cdot Watt$ und mehr verfügbar.

Ein Realisierungskonzept mit wesentlich größerer Breite in den erreichbaren Kennwerten ist der *Schichtwiderstand*: Auf einen nichtleitenden z.B. keramischen Träger wird eine leitende Schicht aufgebracht und an 2 Stellen kontaktiert. Der i.a. massive Träger dient außer zur mechanischen Unterstützung der leitenden Schicht insbesondere zur Wärmeabfuhr der im Widerstand in Wärme umgesetzten elektrischen Leistung. Typische Schichtmaterialien sind Graphit und verschiedene Metalle. Durch Wahl des Schichtmaterials und insbesondere der Fläche und Schichtdicke kann der Widerstandswert über viele Größenordnungen verändert werden. Kommerziell verfügbar sind Werte etwa zwischen $10 \cdot \Omega$ und $10^9 \cdot \Omega$. Metallschicht-Widerstände lassen sich mit engeren Toleranzen fertigen als Graphitschicht-Widerstände. Ein typischer Wert für die maximal zulässige an einem Schichtwiderstand umgesetzte Leistung ist

$$J_{\max} = 0,25 \cdot W$$

Widerstände dieser Leistungsklasse sind derart klein, dass sich ihr Widerstandswert nicht mehr lesbar aufdrucken lässt. Sie sind daher mit Farbringen codiert und zwar

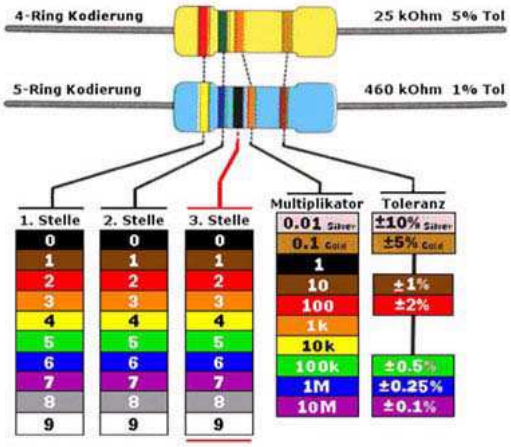

Abb. 12 Farbcodierung von $0,25 \cdot W$-Schichtwiderständen

je nach dem Schichtmaterial mit 4 (Graphit) oder mit 5 Ringen. Diese haben die in der Abb. 12 wiedergegebene Bedeutung: Der von den übrigen Ringen separierte Ring markiert die rechte Seite des Widerstands. Von der linken Seite aus gelesen kennzeichnen die ersten 2 (bei einer 5-Ringcodierung die ersten 3) Ringe zusammen

mit dem nachfolgend codierten Multiplikator den Wert des Widerstands. Der letzte Ring codiert dessen Toleranz.

(XXX: Der an dieser Stelle geplante weitere Text zu weiteren Typen von Widerständen ist noch nicht verfügbar.)

Bei der für eine technische Anwendung zu treffenden Auswahl eines Widerstandstyps sind als Spezifikationen insbesondere zu beachten:

- die Toleranz, also die vom Hersteller garantierte maximale (oder mittlere) Abweichung des Widerstandswertes eines einzelnen Exemplars von dem angegebenen Sollwert;
- die zulässige elektrische Leistungsaufnahme sowie in speziellen Fällen
- der Temperaturkoeffizient des Widerstandswertes.

Dagegen spielt die Abweichung vom ideal ohmschen Verhalten, also die Frage von Störkapazitäten oder Stör-Induktivitäten wegen ihrer i.a. sehr niedrigen Werte (außer bei den Drahtwiderständen) i.a. keine Rolle, höchstens bei Anwendungen mit extremen Genauigkeitsanforderungen.

Steuerbare Widerstände (-)

Unter diesem Sammelbegriff fasse ich Bauelemente zusammen, die sich wie ein ohmscher Widerstand verhalten, wobei jedoch der aktuelle Widerstandswert von dem Wert einer zusätzlichen physikalischen Größe abhängt, die als *Stellgröße* für diesen Widerstand wirkt. Hierbei kann es sich z.B. um eine der nachfolgend aufgezählten Größen handeln:

- Die **Temperatur** T des Widerstands. Ist das Widerstandsmaterial aus einem Metall gefertigt, so hat der Widerstand einen positiven Temperaturkoeffizienten,

$$\frac{dR}{dT} > 0 \tag{14.81}$$

  Will man dieses Bauelement als Temperaturfühler einsetzen, benutzt man vorzugsweise Platin als Widerstandsmaterial. Will man dagegen das Bauelement als Stellglied einsetzen, also dem Widerstand eine Temperatur aufprägen und so seinen Widerstandswert gezielt verändern, verwendet man Materialien mit besonders **hohem** Temperaturkoeffizienten, der dann i.a. negativ ist. Typische Beispiele sind geeignet ausgewählte Halbleitermaterialien, z.B. Fe_2O_3, $ZnTiO_4$, $MgCr_2O_4$. Derartige Bauelemente bezeichnet man als NTC-Widerstände (von **n**egative **t**emperature **c**oefficient). Die Temperaturänderung kann auch durch die an dem Widerstand verbrauchte elektrische Leistung erfolgen.

- Der auf das Bauelement einfallende elektromagnetische **Strahlungsstrom**. Derartige Bauelemente bezeichnet als *Photowiderstände*. Sie bestehen aus einem geeignet dotierten Halbleitermaterial, z.B. CdS. Sie dürfen nicht mit Photodioden oder Phototransistoren verwechselt werden, Halbleiter-Bauelementen also, die einen oder mehrere PN-Übergänge enthalten (s. Abschnitt 9.6). Ein Photowiderstand verhält sich elektronisch wie ein ohmscher Widerstand. Sein Widerstandswert hängt maßgeblich von der Ladungsträgerkonzentration in dem Widerstandsmaterial ab. Diese wiederum steigt stark an, sobald das Widerstandsmaterial mit Licht geeigneter Wellenlänge bestrahlt wird. Ein wichtiger Anwendungsbereich für Photowiderstände sind Sensoren für die Beleuchtungsstärke z.B. in Belichtungsmessern konventioneller photographischer Kameras (s. Abschnitt 11.13.3). Will man das Bauelement als Stellglied einsetzen, also mit Hilfe der auf den Widerstand auftreffenden Strahlung seinen Widerstandswert gezielt verändern, so koppelt man den Photowiderstand z.B. mit einer Leuchtdiode. Über den durch die LED gesendeten Strom wird dann der Widerstandswert verändert.

- Die an dem Bauelement anliegende **Spannung**. Bauelemente, die sich bzgl. kleiner elektrischer Signale wie ein ohmscher Widerstand verhalten, diesen Wert aber deutlich verändern, sobald sich die an ihnen anliegende Gesamtspannung ändert, bezeichnet man als **V***oltage* ***D****ependent* ***R****esistor*s VDR oder auch *Varistoren*. Im Grunde handelt es sich lediglich um nichtlineare Widerstandselemente, s. Abb. 13. Eine Anwendung als Sensor ist unüblich, da elektrische Spannungen besser auf andere Weise gemessen werden können. Die Anwendung als Stellglied in einem elektronischen Regelkreis ist möglich, stellt aber bereits einen Kompromiss dar, da Stellgröße und Messsignal nicht galvanisch von einander getrennt sind.

Als konkretes Anwendungsbeispiel für den Einsatz eines steuerbaren Widerstands in einem elektronischen Regelkreis ist in der Abb. 14 eine Baugruppe wiedergegeben, die innerhalb eines elektronischen Oszillators (s. Abschnitt 14.5.1) die Amplituden-Stabilisierung des Ausgangssignals sicherstellt. Der Widerstand R_C sei der Kollektorwiderstand einer Transistorstufe innerhalb der Oszillatorschaltung, die einen relevanten Beitrag leistet zur Gesamtverstärkung der Schaltung. Das an diesem Widerstand anliegende Wechselspannungssignal $U_\sim$ wird über den Kondensator C_1 von dem Gleichspannungsanteil getrennt und durch die Diode gleichgerichtet. Bei geeigneter Wahl (s.u.) des Kondensators C_2 und des Potentiometers R_2 lädt sich C_2 auf den gleitenden mittleren Spitzenwert der Wechselspannung $U_\sim$ auf. Ein durch die Stellung des Potentiomers R_3 vorgebbarer Anteil dieser Spannung $|U_\sim|$ steuert über den Transistor T als Leistungsverstärker den Strom der Leuchtdiode LED. Sobald diese einen signifikanten Strom führt und zu leuchten beginnt, nimmt der Widerstand des Photowiderstands R_{ph} signifikant ab. Entsprechend nimmt auch die Spannungsverstärkung der Transistorstufe ab, zu der der Kollektorwiderstand R_C gehört.

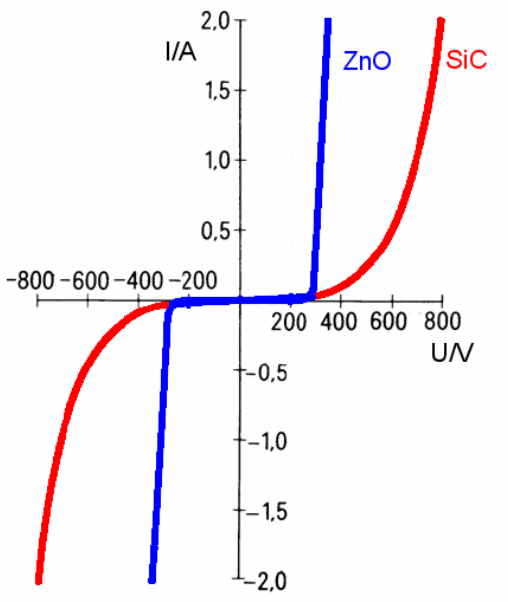

Abb. 13 Typische Kennlinie eines Varistors auf der Basis von ZnO bzw. $\mathrm{Si}\,C$

Die Zeitkonstante der Bildung eines gleitenden Mittelwertes ist so zu wählen, dass sie etwas größer ist als die Einstellzeit $\tau(R_{ph})$ des Photowiderstands und sehr viel größer als die Schwingungsperiode des Oszillatorsignals:

$$\frac{1}{f_{Osz}} \ll \tau(R_{ph}) \lesssim R_3 \cdot C_2 \tag{14.82}$$

Sofern sich also die Kenndaten dieses Stellkreises in einem gewissen zulässigen Bereich befinden, wird die Oszillatorschaltung diejenige Amplitude annehmen, bei der die Signalverstärkung exakt die Bedingung 14.225 erfüllt und auch bei kurzzeitigen von außen aufgeprägten Veränderungen von selbst zu diesem Zustand zurückkehren.

14.2.2 Induktivitäten (*)

Zweipole, deren komplexer Widerstand durch die Funktion

$$Z(\omega) = i \cdot \omega \cdot L \; ; \; L \in \mathbb{R}^1 \; ; \; L > 0 \tag{14.83}$$

angenähert werden kann, werden als *Induktivitäten* oder - wegen ihrer wichtigsten technischen Realisierung - als *Spulen* bezeichnet. Die Konstante L von der Dimension $Spannung/Ladung$ kennzeichnet die Induktivität der Spule. Die nahezu ausschließlich benutzte Einheit ist das nach Joseph Henry benannte $Henry$,

$$1 \cdot H = 1 \cdot \frac{V \cdot s}{A} \tag{14.84}$$

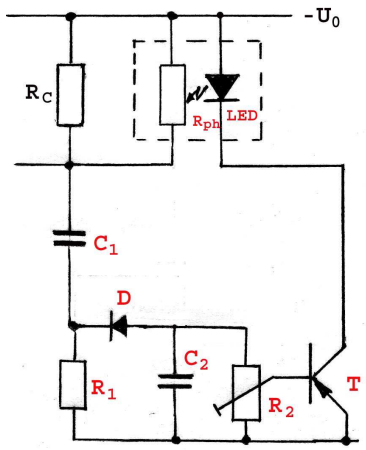

Abb. 14 Schaltskizze einer Amplitudenregelung in einem Oszillator

Induktivitäten finden ihren technischen Einsatz in elektrischen Schwingkreisen, in Hoch- und Tiefpassschaltungen und überall dort, wo eine Verzögerung des elektrischen Stroms gegenüber der Spannung benötigt wird. Eine wichtige Variante der Tiefpassfunktion ist die Beseitigung von hochfrequenten Störspannungsspitzen auf Signalleitungen.

Die einfachste technische Realisierung besteht in einer *Luftspule*, einem ausreichend langen leitfähigen Draht, der in ausreichend vielen Windungen auf einen nichtleitenden unmagnetischen Kern gewickelt worden ist. Im Grenzfall der langen Spule (Länge l der Spule klein gegen ihren Durchmesser D) gilt (s. Abschnitt 6.1.3)

$$L = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{A}{l} \tag{14.85}$$

N : Anzahl der Windungen der Spule

A : Querschnittsfläche der Spule

μ_0 : Permeabilität des Vakuums, s. Abschnitt 5.1.2.

Eine auf einen $50 \cdot mm$ langen Kern mit einem Durchmesser von $10 \cdot mm$ gewickelte Spule mit 10000 Windungen ergibt demnach eine Induktivität von

$$L = 0,2 \cdot Hy \tag{14.86}$$

Wenn allerdings in diesem Zahlenbeispiel der Außendurchmesser der gewickelten Drahtlagen z.B. den Wert $6 \cdot mm$ nicht überschreiten soll, darf der Drahtdurchmesser nicht mehr als $0,12 \cdot mm$ betragen. Dann aber ergibt sich, wenn Kupferdraht verwendet wurde, bereits ein ohmscher Widerstand dieser Spule gem. Gl.14.80 von

$$R = 460 \cdot \Omega \tag{14.87}$$

Diese Überschlagsrechnungen zeigen uns, dass man durchaus Luftspulen mit einer Induktivität bis in die Nähe von $1 \cdot Hy$ herstellen kann, allerdings um den Preis eines oft nicht mehr akzeptabel hohen ohmschen Widerstandes entsprechend der in der Abb. 15 wiedergegebenen Ersatzschaltung. Die für den technischen Einsatz rele-

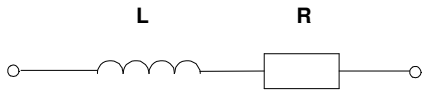

Abb. 15 Ersatzschaltung einer verlustbehafteten Induktivität

vante Kenngröße ist die Zeitkonstante

$$\tau = \frac{L}{R} \tag{14.88}$$

In unserem o.a. Zahlenbeispiel beträgt diese $0,43 \cdot ms$. Diese Spule verhält sich also nur bei zeitlichen Abläufen, die wesentlich kürzer sind als diese $0,43 \cdot ms$, also bei Frequenzen weit oberhalb von $2 \cdot kHz$ wie eine reine Induktivität, bei Frequenzen weit unterhalb dieses Richtwertes dagegen eher wie ein ohmscher Widerstand.

Aus diesem Grund werden Induktivitäten ganz überwiegend nicht als Luftspulen hergestellt, sondern erhalten zusätzlich einen weichmagnetischen Kern (s. Kapitel 5.2). In 1. Näherung steigt dadurch die Induktivität an um den Faktor μ_r, die relative Permeabilität des Magnetkernmaterials. Diese erreicht Werte zwischen ca. 100 für Gusseisen und $2 \cdot 10^5$ für bestimmte Legierungen aus Fe oder Ni und ausgewählten seltene Erden, insbesondere Nd, Sm, Tb und Gd. Bei gleicher Induktivität ist nun der ohmsche Widerstand der Spule drastisch reduziert. Allerdings erzeugt der magnetische Spulenkern, sobald die Spule mit Wechselstrom betrieben wird, die bereits im Abschnitt 5.2.4 diskutierten Hysteresisverluste. Diese sind in 1. Näherung frequenzproportional, d.h. die Impedanz der Spule lässt sich nun durch die Beziehung

$$Z(\omega) = R_{\text{Spule}} + \omega \cdot X_{\text{Hysterese}} + i \cdot \omega \cdot L \tag{14.89}$$

annähern. Spulen mit einem weichmagnetischen Kern finden daher ihren Einsatz bei niedrigen bis mittleren Frequenzen, bei denen reine Luftspulen noch zu viele Windungen erfordern würden, und bei denen andererseits die Hystereseverluste noch nicht zu stark stören. Überdies bieten Spulen mit einem Magnetkern eine elegante Möglichkeit der Feinregulierung der Induktivität, nämlich durch Veränderung der Eindringtiefe eines magnetischen Stabes in die gewickelte Spule. Die *Schwingkreise* (Abschnitt 14.3.2) und die ihnen verwandten Baugruppen in den etwa bis 1980 noch mit diskreten Bauelementen aufgebauten Geräten der Rundfunk- und Fernsehtechnik wurden überwiegend auf diese Weise auf ihre Sollfrequenz abgestimmt.

Bei der für eine technische Anwendung zu treffenden Auswahl eines Spulentyps sind als Spezifikationen insbesondere zu beachten:

- die Höhe und Frequenzabhängigkeit der Verluste;
- der maximal zulässige elektrische Strom;
- bei Präzisionsanwendungen der Temperaturkoeffizient von L, meist bedingt durch den von μ_r.

Weitere Qualitätsmerkmale sind

- die mechanische Abmessung. Da Induktivitäten oft einen signifikanten Anteil des Gesamtvolumens einer elektronischen Baugruppe ausmachen, sind die Abmessungen für dieses Bauteil oft besonders wichtig.

14.2.3 Kondensatoren (*)

Als *Kondensatoren* bezeichnet man Zweipole, deren Leitwert in guter Näherung durch die Funktion

$$Y(\omega) = i \cdot \omega \cdot C \; ; \; C \in \mathbb{R}^1, \; C > 0 \tag{14.90}$$

wiedergegeben wird. Die Konstante C von der Dimension *Ladung/Spannung* bezeichnet man als die *Kapazität* des Kondensators, s. Abschnitt 4.3.1. Die nahezu ausschließlich verwendete Einheit ist das $Farad$,

$$1 \cdot F = \frac{1 \cdot A \cdot s}{1 \cdot V} \tag{14.91}$$

Typische Einsatzgebiete von Kondensatoren sind

- (Kurzzeit-)Speicherung von elektrischer Energie in Gleichspannungsversorgungsgeräten;
- Glättung von Gleichspannungssignalen, denen eine Wechselspannungskomponente überlagert ist;
- Transfer eines Wechselspannungssignals von einer Schaltungsstufe an die nachfolgende, i.a. auf einem anderen Gleichspannungspotenzial liegende Stufe;
- Aufbau von frequenzselektiven Schaltungen, z.B. von Schwingkreisen oder Hoch- und Tiefpässen.

Die einfachste technische Realisierung eines Kondensators ist der *Plattenkondensator* aus zwei Platten der Fläche A, die sich im Abstand d einander gegenüberstehen. Die Kapazität eines solchen Systems beträgt (s. Gl. 4.195)

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} \tag{14.92}$$

Die universelle Naturkonstante ε_0 ist die uns bereits aus dem Abschnitt 4.3.2 bekannte Dielektrizitätskonstante des Vakuums. Die relative Dielektrizitätskonstante ε_r ist

eine durch das zwischen den Platten befindliche Material definierte Materialkonstante (s. Abschnitt 4.4.2). Sie nimmt Werte an zwischen 1 für Vakuum oder Luft und > 10 für bestimmte keramische Materialien, z.B. gilt

$$\varepsilon_r(Ta_2O_5) = 25 \tag{14.93}$$

Um eine Vorstellung von den mit einem Plattenkondensator üblicherweise erreichbaren Kapazitätswerten zu bekommen, formulieren wir wieder ein realistisches Zahlenbeispiel: Ein Kondensator aus zwei $10 \cdot cm^2$ großen Platten, die auf einen Abstand von $1 \cdot mm$ gehalten werden, hat eine Kapazität von

$$C = 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot F = 8,85 \cdot pF \tag{14.94}$$

Die mit sog. *Luftkondensatoren* erreichbare Kapazität liegt also in der Größenordnung pF bis nF, wenn nämlich eine ganze Serie von derartigen Platten elektrisch parallel geschaltet werden. Ein zu Beginn der Radio- und Fernsehtechnik oft genutzter Vorteil dieser Bauweise besteht in der einfachen Möglichkeit der Kapazitätsänderung bei den sog. *Drehkondensatoren*, zwei kammartig angeordnete ineinander drehbare Flächenpakete, s. Abb. 16. Ein wichtiger Qualitätsparameter von Kondensatoren ist

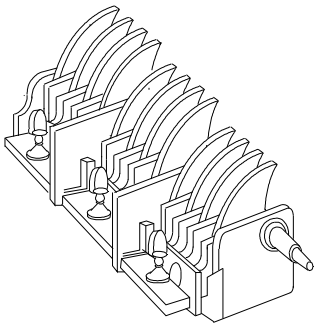

Abb. 16 Aufbau eines Drehkondensators

deren Kapazität pro Volumen $\frac{C}{V}$. Die soeben skizzierten Luftkondensatoren erreichen Werte der Größenordnung $10^{-13} \cdot \frac{F}{mm^3}$.

Um einen Kondensator mit deutlich höherer Kapazität zu realisieren, muss man ε_r und/oder A erhöhen und/oder d erniedrigen. Wenn man z.B. den Raum zwischen den Platten mit einem organischen Polymer füllt, dessen Dielektrizitätskonstante ε_r üblicherweise zwischen 2 und 3 liegt, und gleichzeitig den Plattenabstand auf das fertigungstechnisch Beherrschbare reduziert, z.B. auf wenige μm, können bei gleicher Plattenfläche bereits etwa 3 Größenordnungen an Kapazität/Volumen gewonnen werden. Und wenn man überdies diese Fläche einrollt, hat man das technische Konzept des gewickelten *Folienkondensators* entworfen, s. Abb. 17. Das Ausgangsmaterial für die Herstellung dieser Folienkondensatoren ist eine Polymerfolie z.B. aus Polycarbonat, die einseitig mit einem Metall (meist Aluminium) beschichtet ist. Diese wird derart geätzt und zugeschnitten, dass nach dem Aufwickeln beim

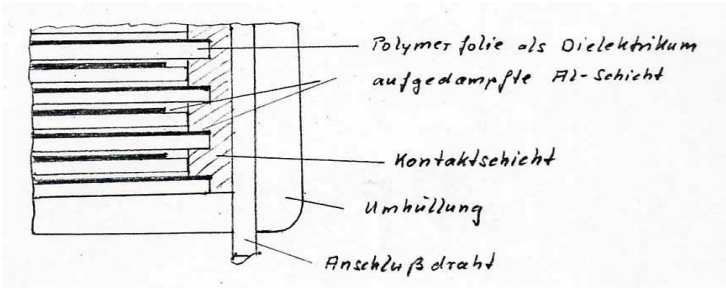

Abb. 17 Aufbauprinzip eines gewickelten Folienkondensators

Durchkontaktieren der Stirnseiten dieser Rolle auf jeder Seite nur jeweils jede 2. Lage erfasst wird. Dadurch entstehen 2 ineinander greifende Mäander, deren Flächen jeweils durch das als Dielektrikum wirkende Polymer getrennt sind. Ein nach diesem Konzept aufgebauter Kondensator aus Polycarbonat erreicht etwa $2 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{F}{mm^3}$.

Ein in der technischen Realisierung völlig anders strukturiertes Konzept setzt auf eine möglichst hohe Dielektrizitätskonstante in Verbindung mit einem möglichst kleinen Abstand d und macht dafür Zugeständnisse bei der erreichbaren Fläche. Gemeint ist der *Elektrolytkondensator*. Bei diesem Kondensatortyp wird die Isolatorschicht im fertig konfektionierten Kondensator während des Formierungsprozesses durch anodische Oxidation der z.B. aus Aluminium bestehenden Elektrode erzeugt. Der i.a. feste Elektrolyt bildet die Gegenelektrode. Durch die sehr dünne Isolatorschicht und deren z.T. sehr hohen Werte für ε_r werden zumindest bei nicht zu hohen Anforderungen an die Spannungsfestigkeit hervorragende Packungsdichten erreicht der Größenordnung $1 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{F}{mm^3}$. Zu einem bis heute nicht kommerziell realisierten Kondensator-Konzept mit nochmals deutlich gesteigerter Packungsdichte s. Abschnitt 14.10.6.

(XXX: Der an dieser Stelle geplante weitere Text ist noch nicht verfügbar.)

Der wichtigste Störeffekt, der bei den meisten realen technischen Kondensatoren die Abweichung der Leitwertfunktion $Y(\omega)$ von der Gl. 14.92 bestimmt, sind die in dem Dielektrikum des Kondensators auftretenden Leistungsverluste. Diese sind i.a. frequenzproportional, so dass sich eine Leitwertfunktion

$$Y(\omega) = i \cdot \omega \cdot C + \omega \cdot X_{\text{dielektr}} \tag{14.95}$$

entsprechend der Ersatzschaltung nach Abb. 18 (XXX: Graphik überprüfen) ergibt. Der dem Kondensator parallel geschaltete Zweipol mit dem reellen Leitwert $\omega \cdot X$ verhält sich also wie ein ohmscher Widerstand, nur dass sein Leitwert frequenzproportional ist.

Bei der für eine technische Anwendung zu treffenden Auswahl eines Kondensatortyps sind als Spezifikationen insbesondere zu beachten:

- Das Verlustverhalten und damit die maximal zulässige Signalfrequenz, bis zu der diese Verluste noch vernachlässigt werden können;

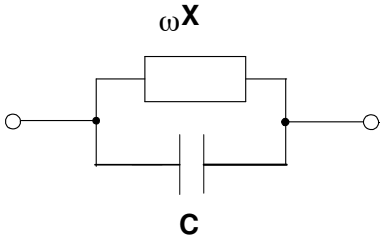

Abb. 18 Ersatzschaltung eines verlustbehafteten Kondensators

- der Temperaturkoeffizient des Kapazitätswertes ;
- XXX.

  Die Toleranz des Kapazitätswertes spielt dagegen nur in besonderen Fällen eine Rolle, z.B. beim Aufbau von Schwingkreisen.

  Weitere Qualitätsmerkmale sind:

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

.

Steuerbare Kondensatoren (-)

Ähnlich wie im Fall der (ohmschen) Widerstände besteht für den Entwickler elektronischer Baugruppen ein hohes Interesse an steuerbaren Kondensatoren, Bauelementen also, deren Kapazitätswert durch ein Steuersignal, z.B. eine elektrische Spannung in möglichst weiten Grenzen reproduzierbar verändert werden kann. Der Einsatzbereich eines derartigen Bauelementes liegt insbesondere in der Feinabstimmung von Schwingkreisen und in der Sendereinstellung in Empfangsgeräten für Radio und Fernsehen (XXX: weitere Beispiele).

Die heute durchgängig vorzufindende Realisierung eines derartigen *Varicaps* oder *Varactors* ist die *Kapazitätsdiode*, eine für diesen Anwendungszweck optimierte Halbleiterdiode. Bei jeder in Sperrrichtung betriebenen Halbleiterdiode hat die Sperrschicht eine endliche Kapazität in der Größenordnung von $1 \cdot pF$ oder mehr. Dieser Wert nimmt mit dem Betrag der angelegten Sperrspannung stark ab und erreicht in der Nähe der Durchschlagsspannung den Wert 0. Der bei sehr niedrigen Spannungen erreichte Kapazitätswert hat die Größenordnung $1 \cdot pF$ bis $300 \cdot pF$. In Schaltplänen werden Kapazitätsdioden oft mit dem in der Abb. 19 wiedergegebenen Schaltsymbol gekennzeichnet.

Abb. 19 Schaltsymbol einer Kapazitätsdiode

14.2.4 Schwing-Quarze (-/-)

(XXX: Der Text des Absatzes *Schwingquarze* ist noch nicht verfügbar. Er wird auch die nachfolgende Abb. 20 und den sie erläuternden Text enthalten:)C_0 ist die statische

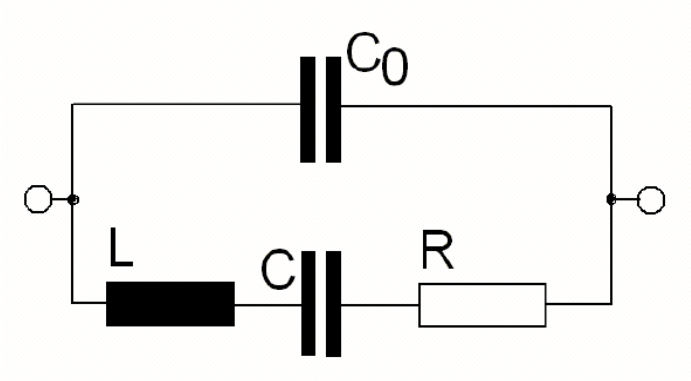

Abb. 20 Ersatzschaltbild eines Schwingquarz-Bausteins

Kapazität des Quarzelementes. Die Werte L, C und R ergeben sich aus dem mechanischen Aufbau des Elementes. Typische Werte eines auf die Frequenz $f = 10 \cdot MHz$ abgestimmten Schwingquarzes sind

$$L = 25 \cdot mH \; ; \; C = 0,01 \cdot pF \; ; \; R = 65 \cdot \Omega \; ; \; C_0 = 5 \cdot pF \tag{14.96}$$

Daraus resultiert eine Güte des elektronischen Schwingkreises von

$$Q \approx 2,5 \cdot 10^4 \tag{14.97}$$

14.2.5 Dioden (*)

Als *Dioden* bezeichnet man Zweipole, deren Responsefunktion $I = I(U)$ für positive Werte von U qualitativ und quantitativ völlig unterschiedlich verläuft als für negative Werte von U. I.a. sind die Stromwerte für die als *Durchlassrichtung* bezeichnete Spannungspolarität um mehrere Größenordnungen höher als für die umgekehrte Polarität,

die dann als *Sperrrichtung* bezeichnet wird. O.B.d.A. sei $U > 0$ die Durchlassrichtung, also

$$|I(U)| \gg |I(-U)| \quad \forall\, U > U_0 > 0 \tag{14.98}$$

U_0 bezeichnet man als die *Durchlassspannung* der Diode. Als präzise definition dieser Durchlassspannung wird oft die bereits in der Abb. 21 angedeutete Extrapolation gewählt: Man nähert die Kennlinie $I = I(U)$ im Durchlassbereich für genügend große Spannungswerte durch eine Gerade an und extrapoliert diese bis zur Achse $I = 0$. Den Schnittpunkt dieser Extrapolationsgeraden mit der Achse $I = 0$ definiert man dann als die Durchlassspannung der Diode.

Die Bezeichnung *Diode* ist übrigens ein Relikt aus der Zeit der Elektronenröhren, s. Abschnitt 14.2.11. Die einfachste Elektronenröhre ist eine mit 2 Elektroden, eben eine Diode, und diese hat genau die soeben abstrakt formulierte Responsefunktion. Heute verwendete Dioden sind ausschließlich Halbleiterdioden, ihre Funktion basiert auf den Eigenschaften eines p/n-Übergangs, wie sie im Abschnitt 9.6 eingehend behandelt wurden.

In der Abb. 21 ist eine typische Responsefunktion (= *Kennlinie*) einer Halbleiterdiode wiedergegeben. In der Durchlassrichtung ($U > 0$) steigt der Strom ab

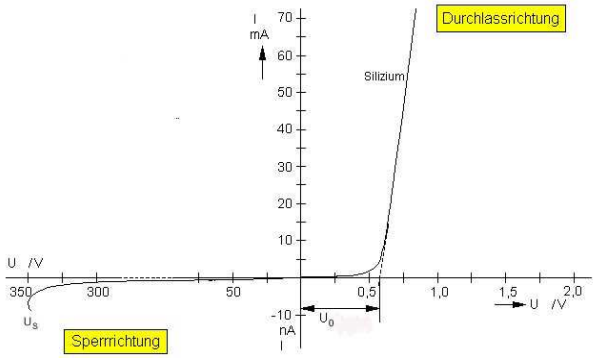

Abb. 21 Typische Kennlinie einer Halbleiterdiode
(Quelle: www.didactronic.de/Halbleiter+Dioden/diodenkennl1.gif)

der Knickspannung U_0 stark mit der Spannung an, d.h. der differenzielle Widerstand ist klein. In der Sperrrichtung ($U < 0$) bleibt der Strom bis zu einer Spannung $-U_S$ ($U_S \gg U_0$) sehr niedrig, danach steigt der Strom sehr stark an. Manche Dioden können in diesem Bereich $U < -U_S$ nicht betrieben werden, ohne dass sie irreversibel geschädigt werden. Andere Dioden verhalten sich auch in diesem Bereich reproduzierbar und dürfen hier betrieben werden, wenn nicht andere Bedingungen verletzt werden, z.B. die der Leistungsbegrenzung. Derartige Dioden werden nach *Clarence Melvin Zener* (* 1905 in Indianapolis/Ind.(USA); † 1993 in Pittsburgh) als *Zenerdioden* bezeichnet. Für sie gilt in diesem Arbeitsbereich die Gl. 14.28 und sie eignen sich daher für den Aufbau von Schaltungen zur Spannungsstabilisierung.

Die üblichen Zeichensymbole für die Diode und die Zenerdiode sind in der Abb. 22 wiedergegeben. Die hierin eingezeichnete Polarität entspricht der (konventionellen)

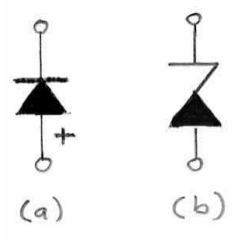

Abb. 22 Schaltungssymbol einer Diode (a) und einer Zenerdiode (b)

Durchlassrichtung der Diode.

Dioden finden ihre technische Anwendung überall dort, wo es gilt, den Stromfluss weitgehend auf eine Richtung zu begrenzen, also zur

- Wandlung einer Wechselspannung in eine Gleichspannung;
- Spannungsbegrenzung eines Signals;
- Entstörung von induktiven Lasten (s. Abschnitt 14.10.2).

Bei der für eine technische Anwendung zu treffenden Auswahl eines Diodentyps sind als Spezifikationen insbesondere zu beachten:

- die Knickspannung; sie ist im wesentlichen durch das Halbleitermaterial vorgegeben;
- der maximal zulässige Strom in Durchlassrichtung;
- die maximal zulässige Spannung in Sperrrichtung;

Weitere Qualitätsmerkmale sind

- die thermischen Kenngrößen (maximal zulässige Kristalltemperatur, Wärmewiderstand zwischen Kristall und Gehäuse etc.);

Eine Besonderheit stellt die *Leuchtdiode* (engl. *light emitting diode* LED) dar, wie sie bereits im Abschnitt 11.8.4 erwähnt wurde. Bzgl. ihrer elektrischen Kennlinie $I = I(U)$ ist sie mit der konventionellen Diode vollkommen identisch. Es kommt jedoch die Eigenschaft hinzu, dass sie, sobald sie von einem Strom in Durchlassrichtung durchflossen wird, elektromagnetische Strahlung i.a. im sichtbaren oder infraroten Spektralbereich aussendet. Die hierfür geltenden Gesetzmäßigkeiten sind im Abschnitt 11.8.4 dargelegt.

14.2.6 Transistoren (*)

Der Transistor war **die** entscheidende Erfindung der Halbleitertechnik, er löste den Durchbruch der Elektronik zur alles dominierenden Hightech-Industrie aus. Mit seiner Hilfe hat die Halbleitertechnik die Welt und das Leben eines jeden von uns von Grund auf verändert. Für diese 1948 publizierte Erfindung erhielten Bardeen, Brattain und Shockley im Jahr 1956 den Physik-Nobelpreis. Der Name *Transistor* steht für *trans*fer res*istor*. Die Abb. 23 zeigt einen Nachbau des Labormusters, mit dem es Bardeen, Brattain und Shockley gelang, die Funktionsfähigkeit dieses Konzeptes zu belegen.

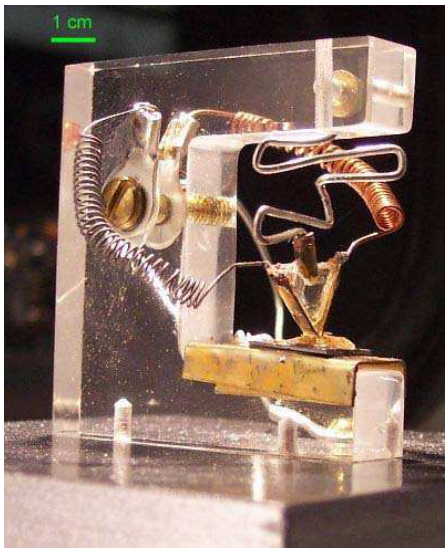

Abb. 23 Im Nixdorf-Museums-Forum in Paderborn ausgestellter Nachbau des 1. von Bardeen, Brattain und Shockley 1947 erstellten Transistor-Labormusters
(Quelle: Dieses Bild basiert auf dem Bild Nachbau_des_ersten_Transistors aus der freien Enzyklopädie Wikipedia und steht unter der GNU-Lizenz für freie Dokumentation.)

Nicht nur bei diesem Funktionsmodell, sondern auch bei den anfangs (ab ca. 1958) gefertigten kommerziellen Transistoren waren die Anwendungsmöglichkeiten insbesondere durch die obere Grenzfrequenz dieses Verstärkungselementes einerseits und durch die nur geringe zulässige Leistungsaufnahme und Spannungsfestigkeit andererseits stark begrenzt. Die Grenzfrequenz ist insbesondere durch die Laufzeit der Ladungsträger innerhalb des Transistors vorgegeben. Diese Zeit ergibt sich aus der Driftgeschwindigkeit der Ladungsträger und aus den mechanischen Abmessungen der aktiven Schichten des Halbleiterelementes. So bestand die Vorgehensweise zur Erhöhung der oberen Grenzfrequenz insbesondere in der immer weiter voran getriebenen Miniaturisierung. Heute haben selbst die besonders preisgünstigen Ausführungen von sog. *all-purpose-Transistoren* eine obere Grenzfrequenz im Bereich von $300 \cdot MHz$. Die neuesten Entwicklungen von GaAs–Transistoren für Satellitenanwendungen er-

reichen Grenzfrequenzen bis zu $80 \cdot GHz$.

Auch die Begrenzung auf niedrige Leistungen ist weitgehend entfallen. Für den Einsatz in Sendeanlagen gibt es heute Transistoren für Leistungen bis zu $1 \cdot MW$.

Transistoren sind aktive Bauelemente mit 3 Anschlüssen, also Dreipole, zu deren Zustandsbeschreibung die Angabe von 2 Spannungen und 2 Strömen hinreichend ist, s. Abschnitt 14.1.3. Bei einem Transistor werden diese Anschlüsse als *Emitter*, *Basis* und *Kollektor* bezeichnet, das allgemein übliche Schaltbild ist in der Abb. 24 wiedergegeben. Die darin benutzten Abkürzungen E, B, C entsprechen dem englischen Sprachgebrauch. transistoren gibt es als sog. *pnp*- oder *npn*-Transistoren. Deren elektronisches Verhalten ist weitgehend identisch, beim Übergang von einem pnp- zu einem npn-Transistor drehen sich nur sämtliche Stromrichtungen und Spannungspolaritäten herum. Grundlage des physikalischen Funktionsprinzips ist - ebenso wie

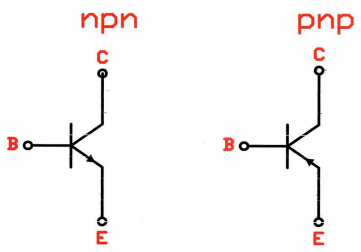

Abb. 24 Schaltungssymbol eines npn- und eines pnp-Transistors

im Fall der Halbleiterdiode - die Physik der p/n-Grenzschicht in einem Halbleiter. Dieses Prinzip ist im Kapitel 9.6ausführlich dargestellt. An dieser Stelle werden wir uns darauf beschränken, die elektronische Wirkungsweise dieses Bauelementes phänomenologisch zu beschreiben und daraus die Verfahrensregeln seiner Anwendung abzuleiten.

Die o.a. 4 elektrischen Kenngrößen zur Festlegung des elektronischen Zustands des Dreipols Transistor sind nicht unabhängig voneinander. Vielmehr legt der Transistor einen ganz bestimmten Zusammenhang zwischen diesen Größen fest und reduziert die Anzahl der unabhängig voneinander vorgebbaren Größen auf 2. In seiner allgemeinsten Form lässt sich dieser Zusammenhang in der impliziten Form

$$f_1(U_a, U_b, I_c, I_d) = 0 \tag{14.99}$$
$$f_2(U_a, U_b, I_c, I_d) = 0 \tag{14.100}$$

darstellen.

(XXX: Der weitere, an dieser Stelle noch vorgesehene umfangreiche Text ist noch nicht verfügbar.)

Wir formulieren nun ein einfaches Modell für das reale Verhalten eines Transistors, das für nahezu alle praktischen Anwendungen ausreichend ist:

1. Der Zusammenhang zwischen der Basis/Emitterspannung U_{be} und dem Basisstrom I_b entspricht dem einer Halbleiterdiode, vgl. Abschnitt 14.2.5. Die in der Kennlinie $I_b = f(U_{be})$ auftretende Durchlassspannung $U_{be}^{(0)}$ergibt sich aus dem verwendeten Halbleitermaterial, sie beträgt ca. $0,3 \cdot V$ für Germanium und ca. $0,7 \cdot V$ für Silizium.

2. Der Zusammenhang zwischen der Kollektor/Emitterspannung U_{ce} und dem Kollektorstrom I_c (bei konstantem Basisstrom $I_b \neq 0$) hat Sättigungscharakter: Sofern U_{ce} größer ist als eine gewisse Knickspannung $U_{ce}^{(0)}$, steigt der Kollektorstrom nur noch marginal mit der Spannung U_{ce} an. Dieser Zusammenhang kann durch die Ersatzschaltung einer Stromsenke mit Innenwiderstand approximiert werden, vgl. Abschnitt 14.1.2. I.a. gilt

$$U_{ce}^{(0)} \leq U_{be}^{(0)} \tag{14.101}$$

3. Das Verhältnis von Kollektorstrom I_c (bei konstanter Spannung $U_{ce} > U_{ce}^{(0)}$) und Basisstrom I_b ist annähernd konstant, hat aber bei jedem individuellen Transistorexemplar einen unterschiedlichen Wert,

$$\beta = \frac{I_c(U_{ce} = \text{const.} > U_{ce}^{(0)})}{I_b} \approx \text{const.} \tag{14.102}$$

I.a. liegt der Zahlenwert dieser *Stromverstärkung* in der Größenordnung

$$\beta \gtrsim 100 \tag{14.103}$$

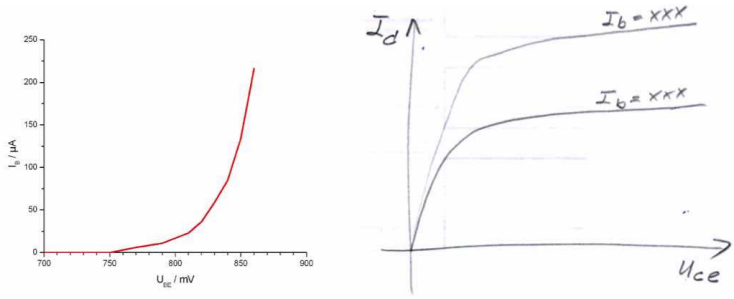

Abb. 25 Kennlinien $I_b = f(U_{be})$ und $I_c = f(U_{ce})$ des Transistors BC548 B

Die Abb. 25 zeigt die gute Übereinstimmung heutiger Transistoren mit diesem einfachen Modell. In dieser Näherung ist also das Verhalten eines Transistors insbesondere durch seine Kenndaten $U_{be}^{(0)}$, $U_{ce}^{(0)}$ und β definiert sowie durch die das

Kleinsignalverhalten festlegenden Größen Basis-Emitter-Widerstand R_b und Kollektor-Emitter-Leitwert Y_c

$$R_b = \frac{\partial U_{be}(I_b, U_{ce})}{\partial I_b} \tag{14.104}$$

$$Y_c = \frac{\partial I_c(U_{ce}, I_b)}{\partial U_{ce}} \tag{14.105}$$

Außerdem müssen bei jeder Schaltungsberechnung eine Reihe von Grenzwerten beachtet werden, die nicht überschritten werden dürfen, ohne die Funktionsfähigkeit des Transistors zu gefährden. Dieses sind u.a.

- die maximal zulässige Kollektor/Emitterspannung $U_{ce}^{(\max)}$;
- der maximal zulässige Kollektorstrom $I_c^{(\max)}$;
- die maximal zulässige Basis/Emitterspannung in Sperrrichtung $\left|-U_{be}^{(\max)}\right|$;
- die maximal zulässige Kristalltemperatur und damit (im Zusammenwirken mit dem Wärmewiderstand zwischen Kristall und Gehäuse und den weiteren Maßnahmen zur Wärmeabfuhr) die maximal zulässige Verlustleistung.

Die Berechnung einer Transistorschaltung auf Basis der Kenndaten des ausgewählten Transistors ist Gegenstand der Aufgabe 1. Zur Berechnung der maximal zulässigen Verlustleistung eines Transistors s. Aufgabe 17 im Heft 8.

14.2.7 Integrierte Schaltkreise (ICs) (-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Integrierte Schaltkreise (ICs)* ist noch nicht verfügbar. In ihm werden auch die nachfolgenden Notizen und Abb.-en aufgehen:)

Als Erfinder der Integrierten Schaltkreise (engl. **i**ntegrated **c**ircuit IC) wird oft *Jack St. Clair Kilby* (* 1923 in Jefferson/Miss (USA); † 2005 in Dallas/Texas) genannt, der 1958 eine in hybrider Technik aufgebaute Flip-Flop-Schaltung aus 2 Transistoren vorstellte. Die erste wirklich monolithische, d.h. komplett auf einem gemeinsamen Substrat über eine lithographischen Technik hergestellte integrierte Schaltung präsentierte 1959 *Robert Noyce* (* 1927 in Burlington/Iowa; † 1990 in Austin/Texas). Ab Anfang der 1960-er Jahre arbeiteten dann verschiedene Unternehmen in den USA intensiv an der Entwicklung monolithisch, d.h. auf einem Halbleiterchip integriert aufgebauter Schaltkreise, insbesondere Fairchild, Texas Instruments und XXX. Den ersten analogen Operationsverstärker-IC vertrieb Fairchild ab 1964 unter dem Namen μA702. Für die Realisierung von Schaltungen der Digital-Logik (s. Kapitel 14.6) brachten sie kurz hinter einander unterschiedliche Schaltungskonzepte (**r**esistor-**t**ransistor-**l**ogic RST, **d**iode-**t**ransistor-**l**ogic DTL, **t**ransistor-**t**ransistor-**l**ogic TTL). Dank verschiedener anwendungsrelevanter Vorteile setzte sich sehr schnell die TTL-Kon zeption weltweit durch. Die von Texas instruments 1966

auf den Markt gebrachte SN7400-Serie von IC-Bausteinen in sog. *dual inline packages* setzte sich schnell als de facto Industriestandard durch. Es handelt sich um in Kunstharz eingegossene Chips mit den Abmessungen $8,2 \cdot mm \otimes 6,6 \cdot mm \otimes 2,5 \cdot mm$, die z.B. jeweils 2 NAND-Gatter mit jeweils 2 Eingängen oder 1 Flip-Flop mit mehreren unterschiedlich nutzbaren Eingängen oder ein komplettes 4Bit-Addierwerk enthalten. Diese im Laborjargon oft als *Käfer* bezeichneten Bausteine wurden schnell weltweit von verschiedenen Unternehmen in Lizenz gefertigt.

Das Entwicklungspotenzial dieser Technik wurde anfangs an vielen Stellen völlig unterschätzt. Während eines 1965 von der Akademie Esslingen durchgeführten Fortbildungskurses über Integrierte Schaltkreise war ich Zeuge, wie ein führender Entwicklungs-Ingenieur von IBM Böblingen in seinem Vortrag als die "*auch langfristig kaum passierbare Obergrenze*" für die Anzahl von Transistorelementen pro Chip den Wert 100 nannte. Im englischen Sprachraum wird die Kenngröße meist (etwas kurz gefasst) als *transistor counts* bezeichnet. In der Realität ist die technische Entwicklung jedoch völlig anders verlaufen. Schon wenige Jahre nach den ersten noch in unterschiedliche technische Richtungen verlaufenden Entwicklungen von integrierten Schaltkreisen entstanden die ersten deutlich höher integrierten auf einem einzelnen Chip produzierten ICs, die bereits aus mehreren 100 Transistor-Elementen bestanden. Von da hat sich die aktuell in der Produktion beherrschte Maximalzahl von Transistor-Elementen pro Mikroprozessor-Chip alle 2 Jahre mehr als verdoppelt, s. Abb. 26. Diese aus der Erfahrung geschlossene Aussage wurde erstmals 19XXX von *Gordon Eagle Moore* (* 1929 in San Francisco/Cal. (USA)) formuliert. Sie wird heute in der Literatur allgemein als *Moore's Law* zitiert. Einer der ersten Mikroprozessor-Chips, der RCA 1802 von 1976, hatte bereits etwa 5000 transistor counts. Die Abb. 27 zeigt

eine Sonderfertigung für die ESA aus dem Jahr 2013. Diese Siliziumscheibe mit einem Durchmesser von $200 \cdot mm$ enthält 35 identische IC-Pakete von jeweils 5 unterschiedlichen hochintegrierten Schaltkreisen, von denen jeder aus etwa 10^7 Transistoreinheiten besteht.

(XXX: Der weitere Text des Abschnitts Integrierte Schaltkreise (ICs) ist noch nicht verfügbar)

14.2.8 Optokoppler (-)

Aufgabe eines *Optokopplers* ist es, ein **digitales** Signal (s. Kapitel 14.6) vom Eingang des Bauelementes an dessen Ausgang zu übertragen und dabei eine vollständige *galvanische Trennung* zwischen Eingangs- und Ausgangskreis zu gewährleisten. Diese Wortschöpfung lehnt sich an die elektrochemischen Experimente von Luigi Galvani an (s. Kapitel 8.3). Es gilt also sicher zu stellen, dass ein Austausch elektrischer Ladungen zwischen Eingang und Ausgang nicht möglich ist.

Die häufigste Realisierung eines Optokopplers besteht aus einer LED und einem Phototransistor, die galvanisch getrennt sind, sich aber optisch direkt gegenüber stehen. D.h. das von der LED emittierte Licht wird vom Phototransistor detektiert

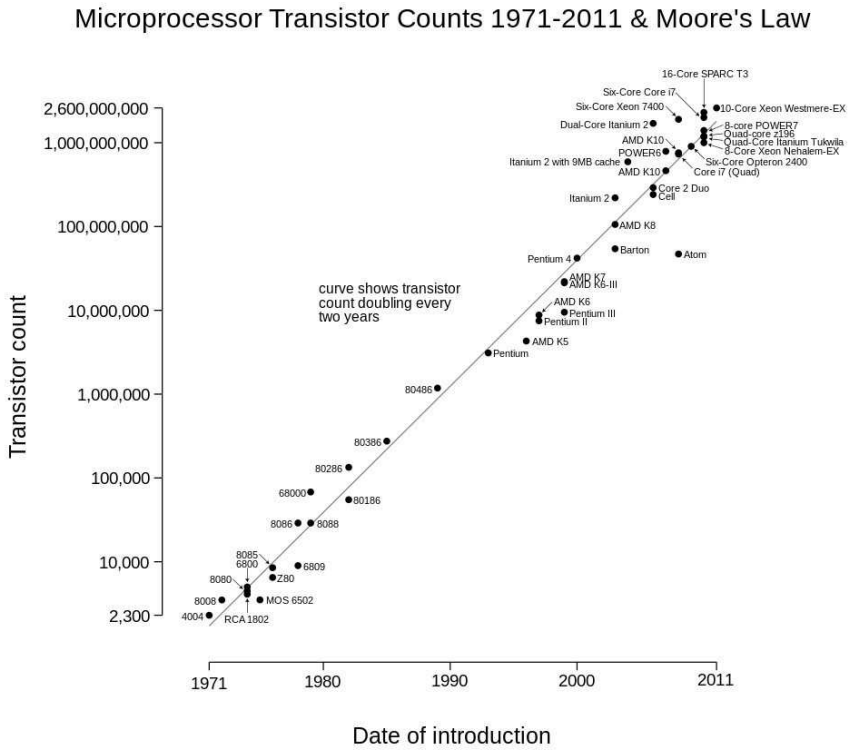

Abb. 26 Zeitliche Entwicklung der Anzahl von Transistoreinheiten pro IC (Moore'sches Gesetz)
(Quelle: diese Abb. basiert auf dem Bild transistor_count_and_Moore's law aus der freien Enzyklopädie Wikipedia; es unterliegt dem Creative Commons Attribution Share Alike; der Autor ist Wgsimon)

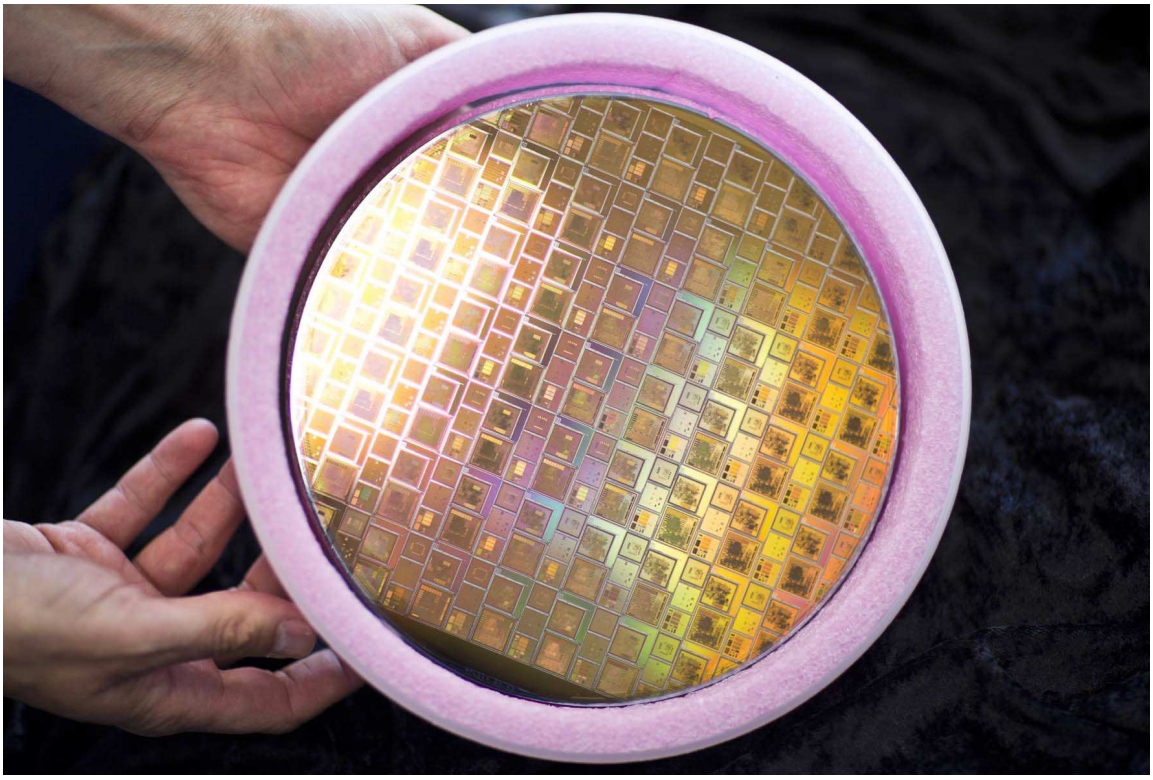

Abb. 27 20-cm-Si-Wafer mit eingeätzten 175 IC-Chips; Eigenproduktion der ESA (Credits: ESA-Guus Schooneville)

und schaltet diesen in den leitenden Zustand. Die Abb. 28 zeigt ein einfaches Beispiel für eine funktionsfähige Schaltung zur Signalübertragung bei galvanischer Trennung. Bei heutigen Optokopplern ist die Beschaltung meist bereits in das käufliche Bauelement integriert, so dass der Elektronik-Entwickler dieses ohne weitere Beschaltung einsetzen kann.

Die wichtigsten Spezifikationen von Optokopplern sind

- Soll-Spannungspegel von Eingang und Ausgang;
- Inverter-Funktion (ja/nein);
- Eingangsströme im H- und im L-Zustand;
- maximal zulässige Ausgangsströme im H- und im L-Zustand.

14.2.9 Analoge Optokoppler (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Analoge Optokoppler* ist noch nicht verfügbar.)

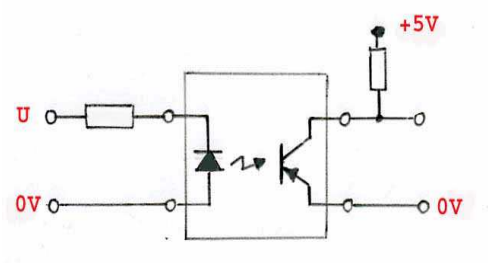

Abb. 28 Optokopplerschaltung zur galvanischen Trennung einer digitalen Signalkette

14.2.10 Relais (*)

Wir behandeln nun Bauelemente, die in Abhängigkeit eines elektrischen Steuersignals zwischen 2 ihrer Anschlussklemmen einen elektrischen Kontakt herstellen bzw. unterbrechen. Je nach der Größenordnung der geschalteten Spannungen und Ströme bzw. Leistungen spricht man dabei von einem *Relais* (Spannungen von wenigen V, Ströme bis etwa $20 \cdot A$), einem *Schütz* (Spannungen im Bereich einiger $100 \cdot V$, Leistungen bis in den $100 \cdot kW$-Bereich) oder von einem *Hochspannungs-Schalter* (Spannungen über $1000 \cdot V$). Diese unterschiedlichen Einsatzgebiete erfordern auch jeweils unterschiedliche elektromechanische Realisierungskonzepte. Wir werden uns hier ausschließlich mit den in der Elektronik verwendeten Relais befassen. Diese arbeiten i.a. elektromagnetisch, s. Abb. 29, d.h. der Ansteuerstrom erzeugt in

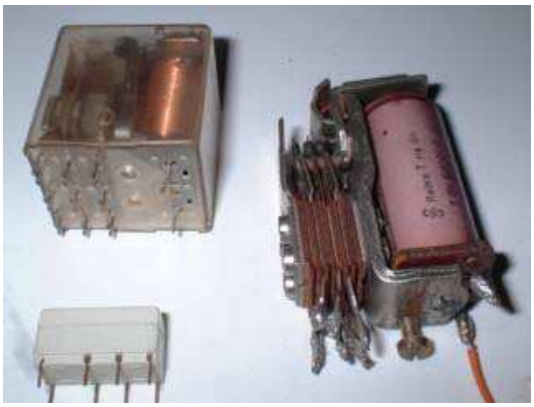

Abb. 29 Beispiele kommerzieller Relais für niedrige Schaltleistungen
(Quelle: www.modding-faq.de)

einer Spule mit einem ferromagnetischen Polschuh ein Magnetfeld, das eine Zunge aus ebenfalls ferromagnetischem Material (i.a. Eisen) auf den Polschuh der Spule zieht. Ist die Spule stromlos, wird diese Zunge über eine mechanische Feder in ihre Ruheposition gezogen. Mit dieser Zunge sind ein oder mehrere mechanische Kontakte starr verbunden, so dass sie über diese Zunge in ihre Arbeits- oder Ruheposition

gezogen werden.

Die für den jeweiligen Einsatz wichtigsten Spezifikationen sind

- die Schaltzeit; sie bewegt sich in der Größenordnung von $5 \cdot ms$;
- die zum Schalten erforderliche elektrische Spannung und Leistung; typisch sind Schaltspannung im Bereich einige V und Schaltleistungen unter $1 \cdot W$;
- die zulässigen Maximalwerte für die geschaltete Spannung und für den geschalteten Strom.

Wichtige Qualitätsmerkmale sind

- die garantierte Mindestanzahl von Umschaltvorgängen.

Relais verwendet man heute insbesondere zum Schalten von Verbrauchern mittlerer Leistung, die nicht mehr direkt aus der elektronischen Baugruppe heraus angesteuert werden können oder sollen, also z.B. von Anzeigelampen, Stellmotoren, Heizungselementen etc. . Relais haben u.a. auch den Vorteil der galvanischen Trennung von Eingang und Ausgang. Auch heute wird noch an ihrer Weiterentwicklung gearbeitet, z.B. in Richtung extrem schneller mikromechanischer Relais mit Schaltzeiten unter $0,1 \cdot ms$ ([4]).

Relais eignen sich grundsätzlich aber auch zum Aufbau der Basis-Baugruppen der digitalen Signalverarbeitung (Logik-Gatter, Speicher etc.). Und in der Tat waren die ersten funktionsfähigen Digitalrechner reine Relaismaschinen, z.B. die Rechner Z1 bis Z21 des deutschen Erfinders *Konrad Ernst Otto Zuse* (* 1910 in Berlin; † 1995 in Hünfeld/Kr. Fulda), s. Abb. 30 und Abschnitt 14.6.7.

Abb. 30 Ansicht des in der Relais-Technik aufgebauten Digitalrechners Z4 (Quelle: www.weller.to/mus/mus_dm.htm)

Heute gibt es auch sog. *Transistor-Relais* (engl. **s**olid **s**tate **r**elais SSR). Hierbei handelt es sich um integrierte Schaltkreise aus Thyristoren bzw. Triacs ohne mechanisch bewegte Teile, die schaltungstechnisch dieselbe Funktion haben wie Relais. Die meist unverzichtbare galvanische Trennung von Eingang und Ausgang wird nun durch Optokoppler erreicht. SSR haben wesentlich kürzere Schaltzeiten als mechanische Relais. Daher ist eine ihrer typischen Anwendungen die Umschaltung von Wechselspannungsleitungen im Moment des Spannungs-Nulldurchgangs. Hierdurch wird der Aufbau von induktiv generierten Überspannungen verhindert.

14.2.11 Elektronenröhren (*)

Die Elektronenröhren waren historisch die ersten für die Elektronik nutzbaren aktiven Bauelemente, durch sie wurde das elektronische Zeitalter eingeläutet. Im Jahr 1900 erfand *Sir John Ambrose Fleming* (* 1849 in Lancaster; † 1945 in Sidmouth/England) die *Diode*, ab 1906 erweiterten zeitgleich *Robert von Lieben* (* 1878 in Wien; † 1913 ebenda) und *Lee de Forest* (* 1873 in Council Bluffs/Ia.(USA); † 1961 in Hollywood) dieses Konzept zur *Triode* und damit zu einem aktiven, eine Signal**verstärkung** ermöglichenden Bauelement. Durch Ergänzung weiterer Elektroden wurde dann eine ganze Serie von anwendungsspezifischen Elektronenröhren entwickelt. Zug um Zug kamen die für die (*analoge*, s.u.) elektronische Signalverarbeitung nötigen Basiserfindungen (Oszillatorschaltungen, Antennen etc.) hinzu, und bereits 1920 wurden in den USA und in Deutschland die ersten regelmäßigen Rundfunksendungen ausgestrahlt und von einer schnell wachsenden Hörerschar auch empfangen. Mit der Erfindung der Halbleiterbauelemente wurde die Elektronenröhre insbesondere ab etwa 1960 nahezu vollständig wieder aus der Elektronik verdrängt. Heute findet man sie nur noch in einigen wenigen Nischenanwendungen, so zur Verstärkung besonders hoher Frequenzen ($0,3$ bis $100 \cdot GHz$) unter der Bezeichnung *Klystron*, bei üblichen Rundfunk- und Fernsehfrequenzen als Senderöhren ab Leistungen von einigen MW, als *Bildröhre* oder *Braunsche* Röhre zur Wiedergabe von Bildinformationen und als *Photomultiplier* zur höchstempfindlichen Wandlung von Lichtströmen in elektrische Ströme (s. Abschnitt 11.9.5). Schließlich gibt es in der dem klassischen Rock'n Roll nahestehenden POP-Musik-Szene Musiker, insbesondere Gitarristen, die darauf bestehen, mit Elektronenröhren-Verstärkern zu arbeiten, weil nur so die typische, klassische Klangfarbe der Rock'n Roll-Musik zu erreichen sei.

Trotz dieser heute nur noch sehr begrenzten Praxisrelevanz halte ich es für angebracht, die Basiseigenschaften dieser Bauelementeklasse zumindest in gedrängter Form darzustellen. Sie standen mehrere Jahrzehnte lang im Zentrum der technischen Entwicklung und haben während dieser Zeit die Fortentwicklung der Physik maßgeblich beeinflusst.

Eine Elektronenröhre besteht aus einem evakuierten Glaskörper, in den eine Reihe von metallisch-leitenden Objekten (Drähte, Platten, Netze) montiert und mit jeweils einem nach außen führenden Kontakt elektrisch leitend verbunden ist, s. Abb. 31. Eines dieser als *Elektroden* bezeichneten Objekte, i.a. von der Form eines Drahtes,

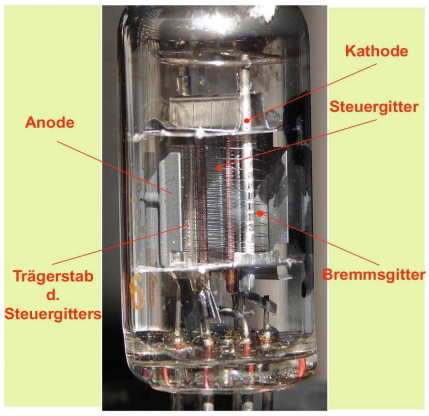

Abb. 31 Aufbauskizze einer typischen Elektronenröhre
(Dieses Bild basiert auf dem Bild Tube-ef91-detail.jpg aus der freien Enzyklopädie Wikipedia und steht unter der GNU-Lizenz für freie Dokumentation; Der Urheber dieses Bildes ist poc.)

wird elektrisch auf eine Temperatur aufgeheizt, die je nach dem für diesen Draht verwendeten Material zwischen ca. $1100 \cdot K$ (BaO) und $2200 \cdot K$ (W) liegt. Auf Grund des 1883 von Edison entdeckten Effektes der *Glühemission* treten unter diesen Bedingungen Elektronen aus dem Metall aus und bilden um den Draht herum eine Ladungswolke. Diese Elektronenwolke verteilt sich durch den Mechanismus der Diffusion auf das gesamte evakuierte Volumen, zumindest sofern es keine weiteren Mechanismen gibt, die diese Diffusion einschränken. Befindet sich daher in einer gewissen Entfernung von dieser Elektrode eine weitere, aber kalte Elektrode, so werden einige Elektronen aus der Elektronenwolke zu dieser Elektrode abfließen. Sind beide Elektroden elektrisch isoliert, so lädt sich durch diese beiden Effekte die 1. Elektrode gegenüber dem unmittelbar benachbarten Bereich der Ladungswolke positiv und die 2. Elektrode entsprechend negativ auf. Hierdurch werden diese beiden Effekte der Glühemission und des Ladungsabflusses abgebremst und kommen schließlich, global betrachtet, zum Erliegen. Werden dagegen die beiden Elektroden (außerhalb der Röhre) elektrisch leitend miteinander verbunden, so fließt ein stationärer Strom, der in seinem Wert insbesondere durch die Diffusionsbedingungen innerhalb der Elektronenröhre vorgegeben ist. Dieser Strom lässt sich nun durch das Anlegen einer Spannung zwischen den beiden Elektroden stark beeinflussen. Und zwar wird der Strom stark zunehmen, wenn das elektrische Potenzial der 2. Elektrode positiv gegenüber dem der 1. Elektrode ist. Daher bezeichnet man die 1. (geheizte) Elektrode als *Kathode*, die 2. Elektrode als *Anode*. Die Kennlinie $I_a = f(U_{ak})$ einer derartigen *Diode* hat folgende generelle Struktur: Bei ausreichend negativen Spannungen U_{ak} kann kein Anodenstrom mehr fließen. Ab einer gewissen negativen Spannung setzt der Anodenstrom signifikant ein und steigt danach mit der Anodenspannung steil an, bis er dann schließlich in die Sättigung einmündet. Dieser Sättigungsstrom I_S ist

erreicht, wenn nahezu alle durch Glühemission aus der Kathode austretenden Elektronen auch zur Anode gelangen. Die Abb. 32 zeigt als reales Beispiel die Kennlinie der Doppeldiode EA91.Bei dieser Diode beträgt der als Anlaufstrom bezeichnete Wert

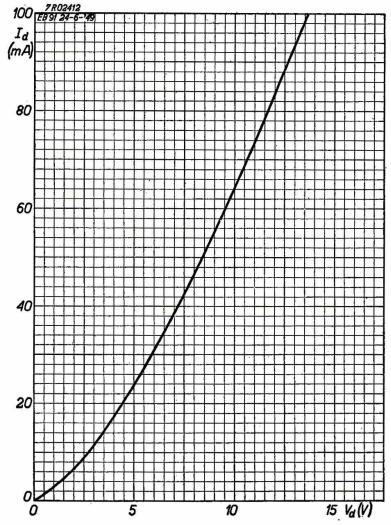

Abb. 32 Kennlinie $I_a = f(U_{ak})$ der Vakuumdiode EAA91
(Quelle: Philips Electronic Tubes Handbook 1954)

$$I_a(U_{ak} = 0) = 0,4 \cdot \mu A \tag{14.106}$$

und ist daher in der Abb. 32 nicht zu erkennen.

Die wichtigste Anwendung einer Diode besteht in der Gleichrichtung von Wechselspannungssignalen, z.B. eines amplitudenmodulierten Hochfrequenzsignals, wie es bei der Rundfunkübertragung im sog. Kurz-, Mittel- und Langwellenbereich auftritt, s. Kapitel 14.4.

Im Anschluss an die Erfindung der Diode war es nur noch ein kleiner Schritt bis zu der Erkenntnis, dass der in ihr zur Anode fließende Strom signifikant verändert werden kann, wenn man die räumliche Verteilung des elektrischen Feldes sich nicht alleine über die autonomen Diffusionsvorgänge der Elektronen einstellen lässt, sondern dieses Feld durch Einbau einer weiteren Elektrode von außen her aktiv beeinflusst. Diese zwischen Kathode und Anode montierte Elektrode besteht aus einem weitmaschigen Drahtnetz und ist daher für Elektronen überwiegend durchlässig. Sie wird als *Gitter* bezeichnet und wird im Normalfall auf ein gegenüber der Kathode negatives elektrisches Potenzial gelegt. Dadurch wird die Diffusion der Elektronen zum Gitter und durch dieses hindurch behindert und bei ausreichend hohen negativen Spannungen U_{gk} vollständig unterdrückt. Durch Veränderung der Gitterspannung lässt sich also der Anodenstrom *steuern*, s. Abb. 33. Die Kennliniendarstellung $I_a = f(U_g)$ ist auf Werte $U_g < 0$ begrenzt, da dies dem üblichen Arbeitsbereich

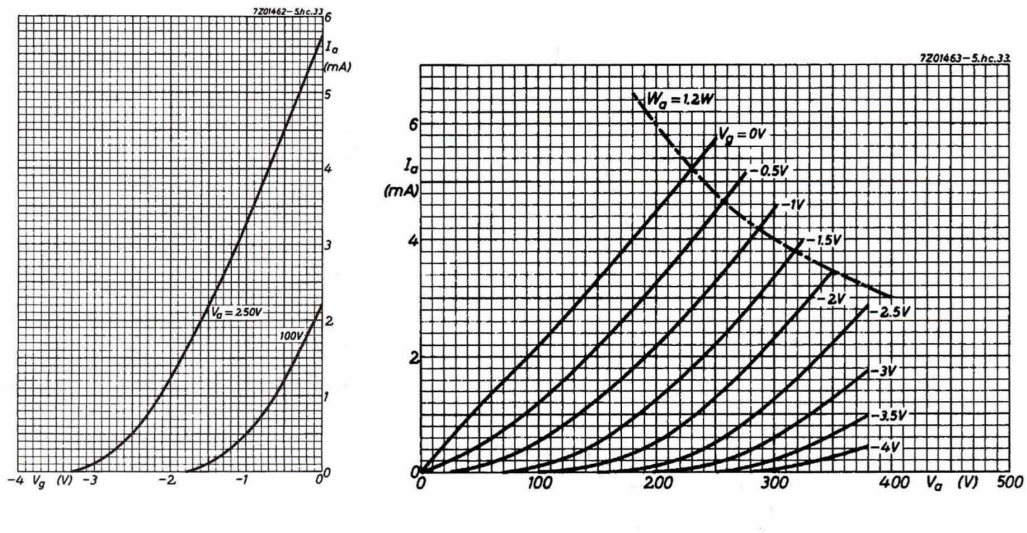

Abb. 33 Kennlinien $I_a = f(U_g)$ und $I_a = f(U_a)$ der Triode E83CC
(Quelle: Philips Data handbook Electronics components and materials 1968)

entspricht (s.u.). Eine derart aufgebaute Elektronenröhre wird als *Triode* bezeichnet. Sie ist wieder ein Dreipol, ihr spezifisches elektronisches Verhalten zeigt sich dadurch, dass ein wohl definierter Zusammenhang zwischen dem Anodenstrom, der Spannung zwischen Anode und Kathode und der Spannung zwischen Gitter und Kathode vorgegeben ist. Da wir b.a.w. alle Spannungen auf das Kathodenpotenzial beziehen werden, lautet dieser Zusammenhang (z.B.)

$$I_a = I_a(U_a, U_g) \tag{14.107}$$

Für das Kleinsignalverhalten in der Nähe eines Arbeitspunktes sind die partiellen Ableitungen dieser Funktion entscheidend. Eingebürgert hat sich die Verwendung der Größen

$$S = \frac{\partial I_a(U_a, U_g)}{\partial U_g} \tag{14.108}$$

$$R_i = \left(\frac{\partial I_a(U_a, U_g)}{\partial U_a}\right)^{-1} \tag{14.109}$$

$$D = -\frac{\partial U_g(I_a, U_a)}{\partial U_a} \tag{14.110}$$

S bezeichnet man als die *Steilheit*, R_i als den *inneren Widerstand* und D als den *Durchgriff* der Triode. Das Vorzeichen von D wurde wie in Gl. 14.110 angegeben gewählt, damit nämlich D positive Werte annimmt. D ist auf einfache Weise mit den

Größen S und R_i verbunden,

$$D = -\frac{\partial U_g(I_a, U_a)}{\partial U_a} = \frac{\frac{\partial I_a(U_a,U_g)}{\partial U_a}}{\frac{\partial I_a(U_a,U_g)}{\partial U_g}} = \frac{1}{R_i \cdot S} \tag{14.111}$$

Dieser ausschließlich aus den Regeln der Differenzialrechnung folgende Zusammenhang hat in der Form

$$S \cdot D \cdot R_i = 1 \tag{14.112}$$

den Namen *Barkhausenformel* (Heinrich Georg Barkhausen; * 1881 in Bremen; † 1956 in Dresden) erhalten. Wie man auf Grund der Kenndaten leicht nachrechnen kann, ist die Triode ein **aktives** Bauelement (s. Absatz S. 1828), sie war das historisch erste aktive elektronische Bauelement überhaupt.

Die maximal erreichbare **Spannungsverstärkung** des Dreipoles Triode beträgt (vgl. Abschnitt 14.3.5)

$$V = \left|\frac{dU_a}{dU_g}\right| = S \cdot R_i \tag{14.113}$$

Da der Arbeitspunkt einer Triode i.a. bei negativen Gitterspannungen liegt, fließt auch nahezu kein Gitterstrom, so dass die Steuerung der Triode nahezu leistungslos erfolgt,

$$U_g < 0 \Rightarrow I_g \approx 0 \Rightarrow U_g \cdot I_g \approx 0 \tag{14.114}$$

Die Leistungsverstärkung einer Triode ist daher bereits sehr hoch. In einer realen elektronischen Verstärkungsschaltung auf Basis einer Triode wird die Leistungsverstärkung durch die weiteren Schaltungselemente (z.B. zur Einstellung des Arbeitspunktes) bestimmt und nicht primär durch die Triode selbst. Dies ist i.a. ein Vorteil, weil sich dann die Verstärkung nicht signifikant verändert, wenn sich die Kenndatern der Triode (leicht) verändern, z.B. beim Austausch der Röhrenexemplars im Zuge einer Reparation.

Ziel der weiteren Optimierung des neuen elektronischen Bauteiles *Triode* war also die Maximierung der beiden in der Gl. 14.113 auftretenden Größen. Dabei fand man bald einen eleganten Weg zur Erhöhung von R_i. Sobald man nämlich eine weitere ebenfalls als Netz ausgebildete Elektrode zwischen Gitter und Anode ergänzt und diese auf eine **positive** Spannung nahe der Anodenspannung auflädt, erfolgt die Potenzialvorgabe in diesem Teil der Röhre bereits überwiegend durch dieses 2. Gitter, so dass die Anodenspannung (zumindest in der Umgebung des Arbeitspunktes) überwiegend ihren Einfluss auf den durch die Röhre fließenden Strom verliert. Ist dieses Gitter jedoch ausreichend weitmaschig konzipiert, fließt der Strom dennoch überwiegend nicht über diese Elektrode ab, sondern gelangt weiterhin bis zur Anode. Wegen dieser die Anode *abschirmenden* Wirkung wird dieses 2. Gitter als *Schirmgitter* bezeichnet. Erfinder dieser als *Tetrode* bezeichneten Röhre mit 4 Elektroden war Walter Schottky.

Schließlich zeigte sich noch, dass beim Auftreffen der Elektronen auf die Anode in merklichem Umfang Sekundärelektronen herausgeschlagen werden, die sodann eine die Anode umgebende Ladungswolke bilden und erst langsam durch Diffusion wieder auf die Anode zurückfallen, oder auch über das Schirmgitter abfließen. Dieser dem Anodenstrom verloren gehende Anteil führt zu einer Deformation der Kennlinie $I_a = I_a(U_a, U_g)$ und somit zu einer bei den meisten Anwendungen störenden Nichtlinearität im Signalverhalten. Um diesen Störeffekt zu reduzieren, hat man eine weiteres Gitter unmittelbar vor die Anode ergänzt, das die Ausbreitung dieser Sekundärelektronen in das Volumen der Röhre verhindert. Es hat sich gezeigt, dass es genügt, dieses *Bremsgitter* auf dasselbe Potenzial zu legen wie die Kathode. Die geometrische Form des Bremsgitters muss dann so gewählt sein, dass die relativ langsamen Sekundärelektronen vom Bremsgitter zurück zur Anode gelenkt werden, die relativ schnellen, von der Kathode kommenden Elektronen diesen Bereich der Elektronenröhre jedoch überwiegend passieren und über die Anode abfließen. Ergebnis dieser Entwicklung war die *Pentode*, die etwa ab 1935 einen festen Platz im Bereich der elektronischen Verstärkerschaltungen einnehmen konnte. Der Innenwiderstand einer Pentode liegt typisch etwa um den Faktor 10 höher als der einer vergleichbaren Triode. Allerdings ist dadurch bedingt das Eigenrauschen einer Pentode deutlich höher als das einer vergleichbaren Triode. Die Abb. 35 zeigt die Kennlinien $I_a = f(U_g)$ und $I_a = f(U_a)$ einer typischen in Verstärkungsstufen eingesetzten Pentode. Die in elektronischen Schaltskizzen üblichen Symbole einer Triode und einer Pentode sind in der Abb. 34 wiedergegeben. (Der Stromkreis zur Heizung der Kathoden aller eingesetzten Elektronenröhren wird i.a. nicht mit gezeichnet)

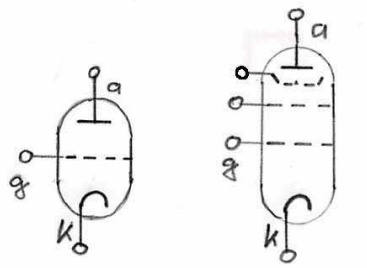

Abb. 34 Schaltsymbol einer Triode und einer Pentode

Aus der Sicht ihres generellen Aufbaus (evakuierter Glaskörper, Erzeugung eines Elektronenstroms durch Glühemission, Steuerung dieses Elektronenstroms durch eine Anzahl weiterer Elektroden) zählt auch die sog. Braunsche Röhre zu den Elektronenröhren. Wegen ihres völlig unterschiedlichen Einsatzgebietes behandle ich dieses Bauelement jedoch im Absatz S. 14.3.8.

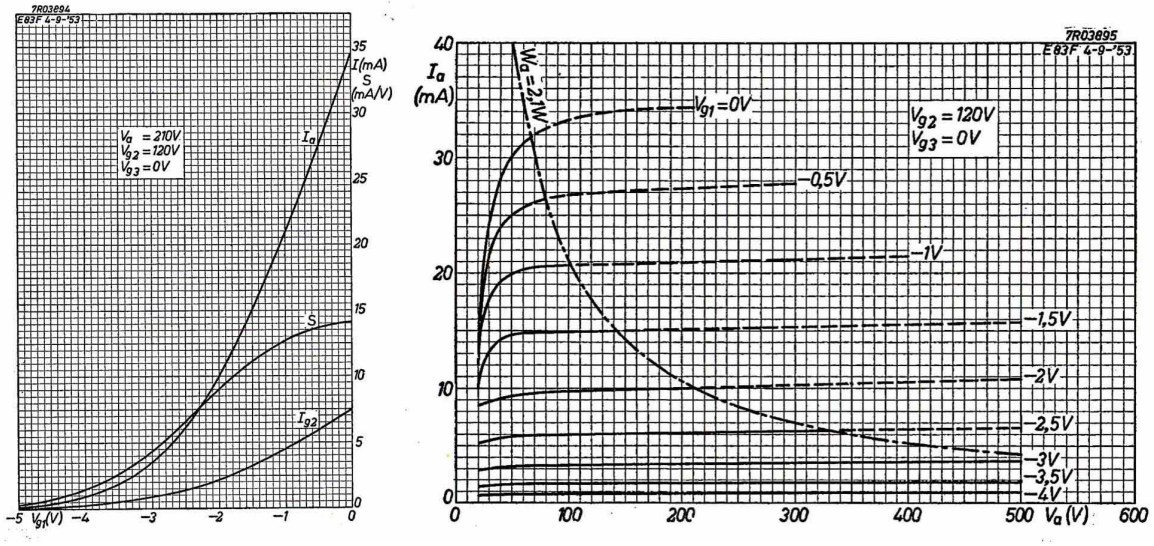

Abb. 35 Kennlinien $I_a = f(U_g)$ und $I_a = f(U_a)$ der Pentode E83F
(Quelle: Philips Data handbook Electronics components and materials 1968)

14.3 Analoge Signalverarbeitung (-)

Das aus der griechischen Sprache stammende Wort *analog* bedeutet *gleichartig, ähnlich, sinngemäß anwendbar*, und dem entsprechend wird bei der *analogen Signalverarbeitung* das ursprüngliche, i.a. nicht elektronische zeitabhängige Signal $X(t)$ durch einen *Wandler* in ein elektrisches Signal gewandelt, und zwar in der Weise, dass eine bestimmte elektrische Kenngröße, z.B. die elektrische Spannung (an einer wohlbestimmten Stelle der nachfolgenden elektronischen Baugruppe) in ihrem relativen zeitlichen Verlauf $U(t)$ möglichst exakt mit dem relativen zeitlichen Verlauf der ursprünglichen Größe übereinstimmt, also zu ihr *analog* ist. Das ursprüngliche Signal bilden z.B. die periodischen Druckschwankungen $p(t)$ der Luft (Schall, s. Abschnitte 3.3.17 und 3.5.13), die durch Musikinstrumente oder menschliche Sprache erzeugt werden, und die sodann durch ein *Mikrofon* in das bereits genannte elektrische Signal gewandelt werden. Ebenso verfahren wird bei der weiteren Signalverarbeitung, z.B. bei einer Leistungsverstärkung des elektrischen Signals, bei dessen Übertragung an einen z.B. weit entfernten Ort, bei seiner Speicherung auf ein - ebenfalls analog arbeitendes - Speichermedium usw. und schließlich auch bei der Rückwandlung des verarbeiteten Signals in die ursprüngliche physikalische Größe, in dem soeben angeführten Beispiel also durch einen *Lautsprecher* wieder in ein Schallsignal $p(t)$. In den Zwischenstadien dieser Signalverarbeitung kann durchaus der Typ der elektrischen Kenngröße verändert werden, in der die Information codiert ist. D.h. es muss keinesfalls immer eine elektrische Spannung sein. In der modernen UKW-Rundfunkübertragung z.B. ist die Information als Frequenz codiert, und beim Fernsehen wird die Helligkeitsinformation als Frequenz und die Farbinformation als Phase

übertragen. Da das ursprüngliche Signal i.a. beliebige Werte annehmen kann, arbeitet auch die analoge Signalverarbeitung immer mit kontinuierlich veränderlichen Werten. Sie ist in ihrem Grundkonzept der menschlichen intuitiven Denk- und Vorgehensweise gut angepasst. Daher ist es nicht verwunderlich, dass in den ersten 40 Jahren der Elektronik (von der Einführung regelmäßiger Rundfunksendungen ab 1920 bis etwa 1960) ausschließlich die analoge Signalverarbeitung betrieben wurde[‡]. Erst mit dem Auftreten der digitalen elektronischen Rechenmaschinen begann sich die digitale Signalverarbeitung zu etablieren, zunächst nur in bestimmten ausgezeichneten Bereichen wie der Regelungs- und Steuerungstechnik. Heute (2010) erleben wir den Einzug dieser Technik auch in die letzten Bastionen der analogen Welt wie die Rundfunk- und Fernsehtechnik.

Die analoge Technik ist aber der menschlichen Wahrnehmung besser angepasst als die digitale Codierung. Sie ist daher prädestiniert für die meisten visuellen oder akustischen Signal**ausgaben** (Anzeigen). D.h. bei digitalen Systemen enthält das Eingabegerät i.a. einen Analog/Digitalwandler und entsprechend das Ausgabegerät einen Digital/Analogwandler. Vorteile der analogen Technik sind der i.a. niedrigere technische Aufwand bzw. die bei gleichem Aufwand höhere Signalübertragungsgeschwindigkeit. Wichtigster Nachteil ist die Rauschproblematik, s. Abschnitt 14.3.7. Die Tatsache, dass jede analoge elektronische Schaltung ein (zusätzliches) elektronisches Rauschen erzeugt, bedeutet, dass jede analoge Signalverarbeitung und/oder -übertragung mit Informationsverlust verbunden ist. Außerdem ist hierdurch die Dynamik begrenzt, d.h. das Verhältnis zwischen dem höchsten verarbeitbaren Signalwert und dem kleinsten noch vom Rauschen unterscheidbaren Signalwert. Technisch einfache elektronische Systeme besitzen eine Dynamik der Größenordnung 10^4 bis 10^6. Eine wesentlich höhere Signal-Dynamik lässt sich nur mit enormem technischen Aufwand realisieren. Eine technisch einfach umsetzbare Alternative, die diese Problematik umgeht, ist die Verwendung eines *logarithmischen Verstärkers* im Eingang der analogen Signalverarbeitungskette. Bei rechnergesteuerten Systemen kann man auch einen sog. *programmierbaren Verstärker* mit logarithmisch abgestuften Verstärkungsstufen verwenden. (Zu beiden Varianten s. Abschnitt 14.5.2, zur generellen Frage der Vorteile logarithmisch skalierter Informationen s. auch Abschnitt 11.9.2)

Zu Beginn dieses Kapitels werden wir einige für die analoge Signalverarbeitung wichtige Schaltungen behandeln, die ausschließlich aus passiven Bauelementen aufgebaut sind. Die Bauelemente selbst sind uns bereits durch das Kapitel 14.2 bekannt. Zur Herleitung des Signalverhaltens dieser Schaltungen werde ich häufig den im Abschnitt 14.1.3 beschriebenen Vierpol-Kalkül verwenden. Danach werden wir beispielhaft einige komplette Funktions-Einheiten kennen lernen, die aus diesen Schaltungen und weiteren, auch aktiven Bauelementen bestehen. Bei einigen Baugruppen der analogen Signalverarbeitung spielt insbesondere deren *Dynamik* eine essentielle Rolle.

[‡]Eine wichtige Ausnahme bildet der *Morsetelegraph*, nach mehreren optischen und elektrischen Vorläufern 1837 von Samuel Finley Morse (* 1791 in Charlestown b. Boston/USA; † 1872 in New York) erfunden. 1918 wurde dieses Konzept zum *Fernschreiber* weiterentwickelt.

Mit diesem Wort ist an dieser Stelle das Verhältnis des größten zum kleinsten Signal gemeint, die beide noch mit einer gewissen verabredeten Genauigkeit verarbeitet werden können. Auf die generelle Problematik der Signaldynamik in einem analogen Detektionskanal bin ich bereits im Abschnitt 11.9.2 eingegangen.

Bei der Ausarbeitung dieses Kapitels habe ich insbesondere auf [2] sowie auf eigene Erfahrungen in der Entwicklung elektronischer Geräte zurückgegriffen. Als Literaturhinweis zur Vertiefung nenne ich [3].

14.3.1 Einfache passive Schaltungen (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Einfache passive Schaltungen* ist noch nicht verfügbar.)

14.3.2 Resonante passive Schaltungen (-)

Als erstes werden wir Schaltungen diskutieren, deren Aufgabe es ist, eine bestimmte einzelne Frequenz aus einem Signal herauszufiltern in dem Sinne, dass der zu dieser Frequenz gehörende Signalanteil entweder besonders stark verstärkt oder besonders stark unterdrückt wird. Typische Baugruppen, in denen derartige Schaltungen benötigt werden, sind frequenzselektive Verstärker z.B. in Rundfunk- oder Fernsehempfängern, Netzfrequenzfilter und Oszillatorschaltungen.

Die einfachste Version einer derartigen Schaltung ist der Parallel- bzw. der Serien-Schwingkreis (Abb. 36). Diese Schaltungen haben noch die topologische Struk-

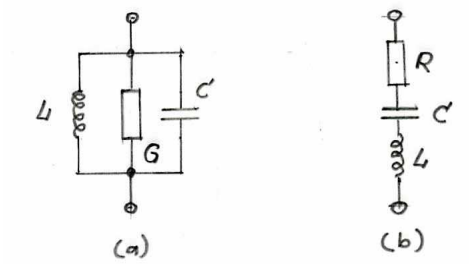

Abb. 36 Schaltbild eines Parallel-Schwingkreises (a) und eines Serien-Schwingkreises (b)

tur eines Zweipols, wir werden zu ihrer Berechnung und zur Diskussion ihrer Eigenschaften dennoch teilweise bereits den Vierpol-Kalkül verwenden. Die in Abb. 36 aufgeführten ohmschen Widerstands- bzw. Leitwerte sind als Ersatz-Schaltbild für die in den eigentlichen Funktions-Elementen Induktivität und Kondensator insgesamt auftretenden Verluste aufzufassen. Dabei halte ich es für angebracht anzumerken, dass beim Parallel-Schwingkreis die Zusammenfassung der Verluste in Form eines Leitwertes parallel zu den beiden übrigen Elementen Induktivität und Kondensator ihre Berechtigung primär darin findet, dass dann die Berechnung besonders einfach

ist. In der Realität ist der größte Teil der Verluste in den Leitungen der die Induktivität bildenden Spule lokalisiert, und das optimale Ersatzschaltbild, das die realen Bedingung am besten wiedergibt, ist eine Serien-Schaltung aus ohmschem Widerstand und Induktivität, s. Abschnitt 14.2.2. Dieses Ersatzschaltbild lässt sich natürlich in das in der Abb. 36 (a) verwendete umrechnen. Dabei wird allerdings die Größe G frequenzabhängig .

Der Leitwert des Parallel-Schwingkreises ist einfach

$$Y = G + i \cdot \omega \cdot C + \frac{1}{i \cdot \omega \cdot L} = G - i \cdot \frac{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C}{\omega \cdot L} \tag{14.115}$$

Das Betragsquadrat dieses Leitwerts

$$|Y|^2 = G^2 + \frac{(1 - \omega^2 \cdot L \cdot C)^2}{\omega^2 \cdot L^2} \tag{14.116}$$

wird minimal, wenn

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \tag{14.117}$$

Diese Frequenz bezeichnen wir als die *Resonanzfrequenz* ω_0 des Schwingkreises. Es gilt einfach

$$Y(\omega_0) = G \tag{14.118}$$

Um das generelle Verhalten eines Schwingkreises in übersichtlicher Weise diskutieren zu können, führen wir 2 dimensionslose Größen ein, deren Bedeutung wir erst im nach hinein verstehen werden:

$$\omega^* = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \tag{14.119}$$

$$q = \frac{1}{G} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \tag{14.120}$$

ω^* hat offensichtlich die Bedeutung einer normierten Frequenzdifferenz, wir bezeichnen sie als die *reduzierte Verstimmung*. q bezeichnen wir als die *Güte* des Schwingkreises; die Berechtigung für diese Formulierung wird der Leser bald erkennen. Bei der Verwendung dieser Größen wird die Gl. 14.115 zu

$$Y = G \cdot (1 + i \cdot \omega^* \cdot q) \tag{14.121}$$

Um diesen Schritt nachzuvollziehen, setze man die durch die Gl. 14.119 und 14.120 vorgegebenen Ausdrücke in die Gl. 14.115 ein. Y ist also eine lineare Funktion der Größe $\omega^* \cdot q$. Sobald wir dieses Produkt $\omega^* \cdot q$ als Variable ω^{**} für die Funktion $\frac{Y}{G} = f(\omega^{**})$ auffassen, haben wir eine Masterkurve gefunden, die keinerlei individuelle Parameter mehr enthält, also für jeden beliebigen Parallel-Schwingkreis gültig ist. Wir extrahieren aus dieser Gl. 14.121 Betrag und Phase von Y:

$$|Y| = G \cdot \sqrt{1 + (\omega^* \cdot q)^2} \tag{14.122}$$

$$\varphi = \arctan(\omega^* \cdot q) \tag{14.123}$$

Die Funktionen $\frac{|Y|}{G} = f(\omega^* \cdot q)$ sowie $\varphi = f(\omega^* \cdot q)$ sind in der Abb. 37 wiedergegeben. Die Größe q legt also fest, auf welchen Betrag die reduzierte Verstimmung eines

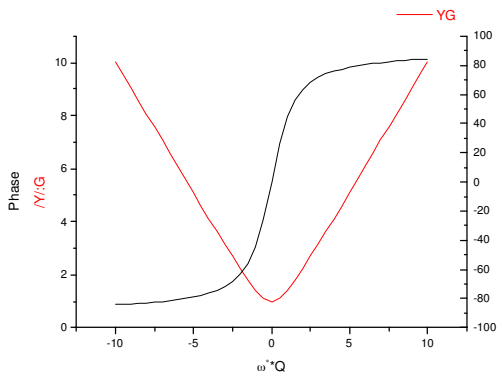

Abb. 37 Normierter Leitwertbetrag $\frac{|Y|}{G}$ und Phase eines Parallel-Schwingkreises als Funktion des Produktes aus reduzierter Verstimmung ω^* und Schwingkreisgüte q

Parallel-Schwingkreises eingestellt werden muss, damit sich der Leitwert um ein bestimmtes Verhältnis erhöht. Je größer q ist, um so niedriger ist die hierfür erforderliche reduzierte Verstimmung. M.a.W. q ist ein Maß für die Schärfe der Resonanzkurve $|Y| = f(\omega^*)$, also für die *Güte* des Schwingkreises.

Ein Parallel-Schwingkreis verhält sich bei stark negativen Verstimmungen (bei tiefen Frequenzen ω) annähernd wie eine Induktivität und erzeugt eine Phasenverschiebung nahe $-90°$. Bei stark positiven Verstimmungen (bei hohen Frequenzen ω) verhält er sich annähernd wie ein Kondensator und erzeugt eine Phasenverschiebung nahe $+90°$. Und bei der Verstimmung 0 verhält er sich ein ein ohmscher Widerstand und erzeugt die Phasenverscheibung 0.

Als nächstes berechnen wir den (komplexen) Widerstand eines Serien-Schwingkreises (Abb. 36 (b)):

$$Z = R + i \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{i \cdot \omega \cdot C} \tag{14.124}$$

Wie der Vergleich zeigt, geht diese Beziehung in die Gl. 14.115 über, sobald wir Z durch Y ersetzen sowie R durch G und zusätzlich L und C miteinander vertauschen. Wir können daher alle soeben erzielten Ergebnisse incl. der Abb. 37 übernehmen, sobald wir nur jeweils diese Ersetzungen und Vertauschungen vornehmen. Die Definition der reduzierten Verstimmung bleibt unverändert, die Güte des Serien-Schwingkreises definieren wir nun als

$$q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{14.125}$$

Die Gleichung der (komplexen) Impedanz des Serien-Schwingkreises in diesen Größen

lautet dann

$$Z = R \cdot (1 + i \cdot \omega^* \cdot q) \tag{14.126}$$

Im Resonanzfall $\omega^* = 0$ wird also jetzt die Impedanz des Serien-Schwingkreises minimal.

Wir fassen noch einmal zusammen: Ein Parallel-Schwingkreis gem. Abb. 36 (a) nimmt seinen minimalen Leitwert, also seine höchste Impedanz bei der durch die Gl. 14.117 vorgegebenen Frequenz ω_0 an. Zu höheren ebenso wie zu niedrigeren Frequenzen fällt seine Impedanz in Form einer Glockenkurve ab, deren Breite durch die Güte q vorgegeben ist. Diese ist durch die Gl. 14.120 bestimmt. Ein Serien-Schwingkreis gem. Abb. 36 (b) nimmt seine minimale Impedanz, also seinen höchsten Leitwert bei seiner ebenfalls durch die Gl. 14.117 vorgegebenen Frequenz ω_0 an. Zu höheren ebenso wie zu niedrigeren Frequenzen fällt sein Leitwert in Form einer Glockenkurve ab, deren Breite durch die nun durch die Gl. 14.125 definierte Güte q vorgegeben ist.

Der Parallel-Schwingkreis eignet sich insbesondere, um den zu seiner Resonanzfrequenz ω_0 gehörenden Anteil in einem Analogsignal gegenüber den übrigen Anteilen *hervorzuheben.* Hierzu wird das Eingangssignal in Form eines Stromes I_e auf den Schwingkreis gegeben, und es wird die sich an ihm einstellende Spannung als Ausgangssignal U_a verwendet. Der Serien-Schwingkreis dagegen eignet sich insbesondere, um den zu seiner Resonanzfrequenz ω_0 gehörenden Anteil in einem Analogsignal gegenüber den übrigen Anteilen zu *unterdrücken.* Hierzu wird das Eingangssignal in Form einer Spannung U_e auf den Schwingkreis gegeben, und es wird der sich einstellende Strom als Ausgangssignal I_a verwendet. Wie man diese beiden Konzepte schaltungstechnisch konkret umsetzen kann, werden wir im Abschnitt 14.3.5 diskutieren .

Um die in Schwingkreisen ablaufenden physikalischen Vorgänge vollständig verstanden zu haben, müssen wir noch diskutieren, was **innerhalb** dieser Baugruppen jeweils an den einzelnen Schaltungselementen abläuft. Hierzu betrachten wir zunächst den Serien-Schwingkreis und interpretieren ihn als den in der Abb. 38 dargestellten Vierpol.Die Ketten-Matrix dieses Vierpols ist offenbar

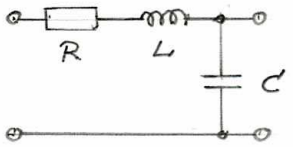

Abb. 38 Vierpol-Interpretation eines Serien-Schwingkreises

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= \begin{pmatrix} 1 & R + i \cdot \omega \cdot L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \bullet \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ i \cdot \omega \cdot C & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 - \omega^2 \cdot L \cdot C + i \cdot \omega \cdot R \cdot C & R + i \cdot \omega \cdot L \\ i \cdot \omega \cdot C & 1 \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{14.127}$$

Wir interessieren uns für das Verhältnis zwischen der am gesamten Serien-Schwingkreis anliegenden Spannung und der Spannung am Kondensator. Dieses ist offenbar identisch mit der Spannungsübertragung des in der Abb. 38 gezeichneten Vierpols bei offenem Ausgang. Es gilt also (s. Gl. 14.39)

$$\frac{U_{\text{Schwingkreis}}}{U_{\text{Kondensator}}} = A_{11} = 1 - \omega^2 \cdot L \cdot C + i \cdot \omega \cdot R \cdot C \tag{14.128}$$

Im Resonanzfall gilt aber die Gl. 14.117, also folgt

$$\left(\frac{U_{\text{Schwingkreis}}}{U_{\text{Kondensator}}}\right)_{\omega_0} = i \cdot \frac{R \cdot C}{\sqrt{L \cdot C}} = i \cdot R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{i}{q} \tag{14.129}$$

Im Resonanzfall eilt also die am Kondensator anliegende Spannung der an den gesamten Serien-Schwingkreis angelegten Spannung um $\frac{\pi}{2}$ nach und ist um den Faktor q höher. Dieses Phänomen wird als *Spannungsüberhöhung* bezeichnet und muss bei der Auslegung von derartigen Schaltungen bedacht werden, insbesondere wenn es sich um Anwendungen im Bereich der Leistungs-Elektronik und -Elektrik handelt. In analoger Weise kann man die an der Induktivität anliegende Spannung berechnen und erhält eine dem Betrage nach identische Spannungsüberhöhung. Die Spannung an der Induktivität eilt der am gesamten Schwingkreis anliegenden Spannung um $\frac{\pi}{2}$ voraus.

Durch einen analogen Rechengang kommt man zu dem Ergebnis, dass es bei einem Parallel-Schwingkreis zu einer *Stromüberhöhung* kommt, dass also die durch die Induktivität und durch den Kondensator fließenden Ströme gegenüber dem insgesamten dem Parallel-Schwingkreis aufgeprägten Strom dem Betrage nach um den Faktor q überhöht und um $+\frac{\pi}{2}$ bzw. $-\frac{\pi}{2}$ phasenverschoben sind.

14.3.3 Filterschaltungen (-)

In diesem Abschnitt werden wir Schaltungen behandeln, die nicht nur **eine** bestimmte Frequenz auszeichnen wie z.B. die im vorangegangenen Absatz behandelten Schwingkreise, sondern die sich in einem ganzen Frequenz**bereich** ähnlich verhalten und dieses Verhalten erst außerhalb dieses Frequenzbereichs signifikant verändern. Derartige Schaltungen werden i.a. als *Filter* bezeichnet. Sollen die Signale aus dem gesamten Frequenzbereich **oberhalb** einer Grenzfrequenz unterdrückt werden, sprechen wir von einem *Tiefpass-Filter*. Sollen umgekehrt die Signale aus dem gesamten Frequenzbereich **unterhalb** einer Grenzfrequenz unterdrückt werden, sprechen wir von einem *Hochpass-Filter*. Sollen schließlich die Signale aus dem Frequenzbereich **unterhalb** einer unteren Grenzfrequenz ω_1 sowie die Signale aus

dem Frequenzbereich **oberhalb** einer oberen Grenzfrequenz $\omega_2 > \omega_1$ unterdrückt werden, sprechen wir von einem Bandpass-Filter.

Das Tiefpass-Filter (-)

Von einem Vierpol mit dem idealem Verhalten eines *Tiefpass-Filters* wünschen wir uns z.B. folgende Eigenschaften:

$$\left(\frac{U_a}{U_e}\right) = \Gamma_1 \; \forall\, \omega < \omega_0 \tag{14.130}$$

$$= \Gamma_2 \ll \Gamma_1 \; \forall\, \omega > \omega_0 \tag{14.131}$$

Eine der einfachsten Schaltungen, mit der ein derartiges Verhalten angenähert werden kann, ist die in der Abb. 39 wiedergegebene T-Schaltung aus 2 Induktivitäten und 1 Kondensator. Der in dieses Schaltbild bereits mit eingezeichnete Abschlusswiderstand R ist i.a. der Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe. Die Ketten-Matrix einer

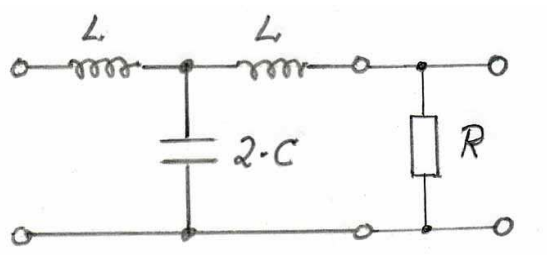

Abb. 39 Passiver Tiefpass in T-Schaltung

T-Schaltung haben wir bereits im Abschnitt 14.1.3 berechnet. Wir müssen in der Gl. 14.50 nur noch die Werte Z und Y durch die richtigen komplexen Ausdrücke einsetzen und erhalten dann

$$A^{(T)} = \begin{pmatrix} 1 - 2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C & 2 \cdot i \cdot \omega \cdot L \cdot (1 - \omega^2 \cdot L \cdot C) \\ 2 \cdot i \cdot \omega \cdot C & 1 - 2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C \end{pmatrix} \tag{14.132}$$

Wir wählen nun folgende Normierung der Frequenz:

$$\Omega = \omega \cdot \sqrt{LC} \tag{14.133}$$

D.h. wir beziehen die aktuellen Frequenzen ω jeweils auf die Grenzfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{14.134}$$

Dann vereinfacht sich die Gl. 14.132 zu

$$A^{(T)} = \begin{pmatrix} 1 - 2 \cdot \Omega^2 & 2 \cdot i \cdot \Omega \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot (1 - \Omega^2) \\ 2 \cdot i \cdot \Omega \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} & 1 - 2 \cdot \Omega^2 \end{pmatrix} \tag{14.135}$$

Da es sich um einen längssymmetrischen Vierpol handelt, berechnen wir als nächstes dessen Wellenwiderstand Z_0 und Fortpflanzungskonstante Γ_0:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{A_{12}}{A_{21}}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sqrt{1-\Omega^2} \tag{14.136}$$

$$\Gamma_0 = \sqrt{A_{12} \cdot A_{21}} = 2 \cdot \Omega \cdot \sqrt{\Omega^2 - 1} \tag{14.137}$$

Wir wählen nun als Abschlusswiderstand R den (reellwertigen) Wellenwiderstand der T-Schaltung bei der Frequenz $\Omega = 0$ und erhalten dann als inverse Spannungsübertragungsfunktion (Gl. 14.62) den Ausdruck

$$\begin{aligned} \frac{U_e}{U_a} &= A_{11} + \frac{A_{12}}{R} = 1 - 2 \cdot \Omega^2 + 2 \cdot i \cdot \Omega \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \left(1 - \Omega^2\right) \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \\ &= 1 - 2 \cdot \Omega^2 + 2 \cdot i \cdot \Omega \cdot \left(1 - \Omega^2\right) \end{aligned} \tag{14.138}$$

Der Verlauf dieser (komplexwertigen) Funktion $\frac{U_e}{U_a}(\Omega)$ ist in der Abb. 40 wiedergegeben. Dieses mit dem für die Frequenz $\Omega = 0$ geltenden Wellenwiderstand

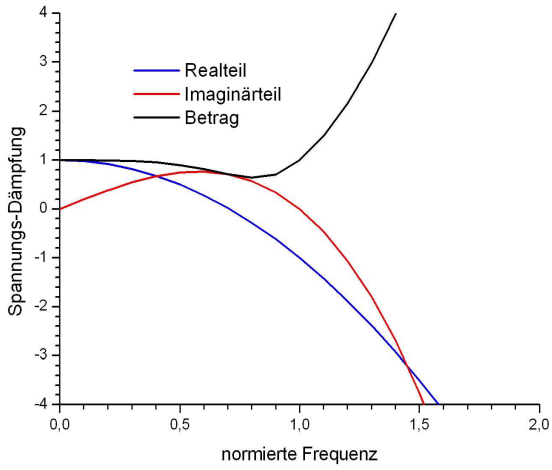

Abb. 40 Inverse Spannungsübertragungsfunktion $\frac{U_e}{U_a}$ eines Tiefpassgliedes in T-Schaltung als Funktion der normierten Frequenz Ω

abgeschlossene T-Glied hat offensichtlich in guter Näherung das von uns gewünschte Tiefpassverhalten: Dem Betrage nach ist die Spannungsübertragungsfunktion bis zur Grenzfrequenz $\Omega = 1$ annähernd konstant,

$$\left|\frac{U_e}{U_a}\right| \approx 1 \quad \forall\ \Omega < 1 \tag{14.139}$$

Danach aber steigt die Dämpfung sehr schnell stark an. Bereits bei der Frequenz $\Omega = 2$ liegt die übertragene Spannung unter $50 \cdot \%$ des Ausgangswertes. Bei der Frequenz $\Omega = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ist $\frac{U_e}{U_a}$ rein imaginär, d.h. U_a ist gegenüber U_e um den Wert $\frac{\pi}{2}$ verzögert. Bei der Frequenz $\Omega = 1$ erreicht diese Verzögerung den Wert π. Danach steigt die Phasenverschiebung weiter an und nähert sich asymptotisch dem Wert $2 \cdot \pi$.

Das Hochpass-Filter (-)

Von einem Vierpol mit dem idealem Verhalten eines *Hochpass-Filters* wünschen wir uns z.B. folgende Eigenschaften:

$$\left(\frac{U_a}{U_e}\right) = \Gamma_1 \; \forall \, \omega > \omega_0 \tag{14.140}$$

$$= \Gamma_2 \ll \Gamma_1 \; \forall \, \omega < \omega_0 \tag{14.141}$$

Eine der einfachsten Schaltungen, mit der ein derartiges Verhalten angenähert werden kann, ist die in der Abb. 41 wiedergegebene T-Schaltung aus 1 Induktivität und 2 Kondensatoren. Der in dieses Schaltbild bereits mit eingezeichnete Abschlusswiderstand R ist i.a. der Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe.Wir berechnen

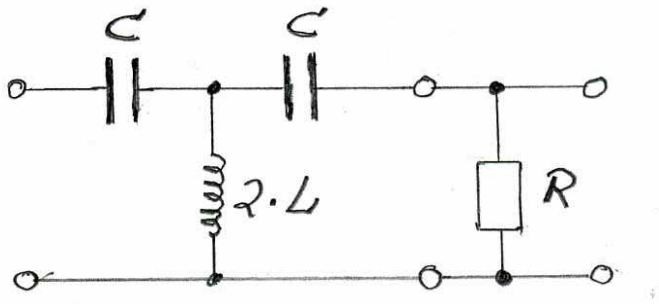

Abb. 41 Passiver Hochpass in T-Schaltung

wieder die Ketten-Matrix dieser Schaltung, indem wir in der Gl. 14.50 die nun geltenden Werte

$$Z = \frac{1}{i \cdot \omega \cdot C} \quad ; \quad Y = \frac{1}{i \cdot \omega \cdot L} \tag{14.142}$$

einsetzen, und erhalten

$$A^{(T)} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{2}{\omega^2 \cdot L \cdot C} & \frac{2}{i \cdot \omega \cdot C} \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega^2 \cdot L \cdot C}\right) \\ \frac{2}{i \cdot \omega \cdot L} & 1 - \frac{2}{\omega^2 \cdot L \cdot C} \end{pmatrix} \tag{14.143}$$

Durch Normierung der Frequenz gem. Gl. 14.133 wird die Gl. 14.143 zu

$$A^{(T)} = \begin{pmatrix} 1 - 2 \cdot \Omega^{-2} & -2 \cdot i \cdot \Omega^{-1} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot (1 - \Omega^{-2}) \\ -2 \cdot i \cdot \Omega^{-1} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} & 1 - 2 \cdot \Omega^{-2} \end{pmatrix} \tag{14.144}$$

Diese Gl. hat eine starke formale Ähnlichkeit zu der für den Tiefpass geltenden Gl. 14.135: In den Frequenztermen haben die Exponenten ihr Vorzeichen gewechselt, ebenso die Vorzeichen der Matrixelemente A_{12} und A_{21} insgesamt. Der Wellenwiderstand Z_0 und die Fortpflanzungskonstante Γ_0 betragen jetzt

$$Z_0 = \sqrt{\frac{A_{12}}{A_{21}}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sqrt{1 - \Omega^{-2}} \tag{14.145}$$

$$\Gamma_0 = \sqrt{A_{12} \cdot A_{21}} = 2 \cdot \Omega^{-1} \cdot \sqrt{1 - \Omega^{-2}} \tag{14.146}$$

Der Wellenwiderstand ist also jetzt nur für genügend hohe Frequenzen Ω reell. Im Grenzfall sehr hoher Frequenzen nähert er sich dem Wert

$$Z_0(\Omega \to \infty) = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{14.147}$$

Wählen wir nun **diesen** Grenzwert als Abschlusswiderstand R der T-Schaltung, so erhalten wir als inverse Spannungsübertragung (Gl. 14.62) den Ausdruck

$$\frac{U_e}{U_a} = A_{11} + \frac{A_{12}}{R} = 1 - 2 \cdot \Omega^{-2} - 2 \cdot i \cdot \Omega^{-1} \cdot \left(1 - \Omega^{-2}\right) \tag{14.148}$$

Wir können also das Verhalten dieser Schaltung ebenfalls aus der Abb. 39 ablesen. Wir müssen lediglich die horizontale Achse nicht als normierte Frequenz Ω interpretieren, sondern als deren Kehrwert. Außerdem müssen wir den Imaginäranteil mit -1 multiplizieren. Der Übersichtlichkeit halber habe ich dennoch dieses Frequenzverhalten eines Hochpasses in einer separaten Graphik dargestellt, s. Abb. 42. Das mit dem für die Frequenz $\Omega = \infty$ geltenden Wellenwiderstand abgeschlossene T-Glied gem. Abb. 41 hat offensichtlich in guter Näherung das von uns gewünschte Hochpassverhalten: Dem Betrage nach ist die Spannungsübertragungsfunktion für alle Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz $\Omega = 1$ annähernd konstant,

$$\left|\frac{U_e}{U_a}\right| \approx 1 \quad \forall\ \Omega > 1 \tag{14.149}$$

Zu tieferen Frequenzen hin steigt die Dämpfung danach sehr schnell stark an. Bereits bei der Frequenz $\Omega = 0,5$ liegt die übertragene Spannung unter $50 \cdot \%$ des Ausgangswertes. Bei der Frequenz $\Omega = \sqrt{2}$ ist $\frac{U_e}{U_a}$ rein imaginär, d.h. U_a eilt U_e um den Wert $\frac{\pi}{2}$ voraus. Bei der Frequenz $\Omega = 1$ erreicht diese Phasenverschiebung den Wert π. Danach steigt die Phasenverschiebung weiter an und nähert sich für $\Omega \to 0$ asymptotisch dem Wert $2 \cdot \pi$.

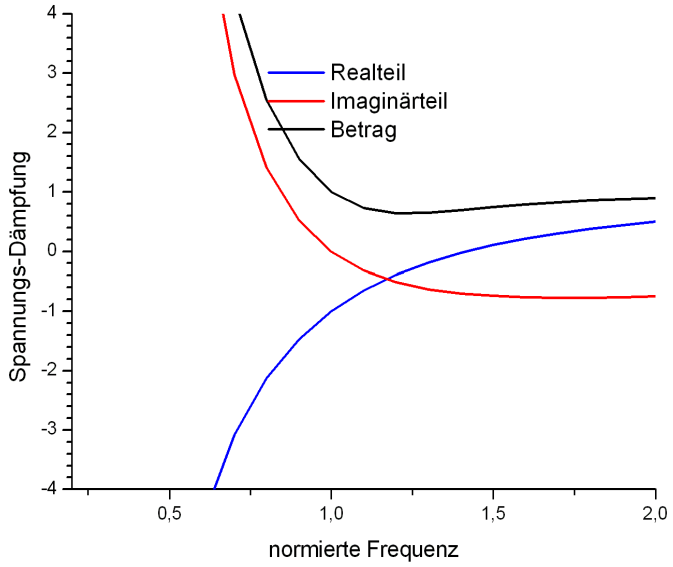

Abb. 42 Inverse Spannungsübertragungsfunktion $\frac{U_e}{U_a}$ eines Hochpassgliedes in T-Schaltung als Funktion der normierten Frequenz Ω

Band-Filter (-)

Von einem Vierpol mit dem idealem Verhalten eines *Bandpass-Filters* wünschen wir uns z.B. folgende Eigenschaften:

$$\left(\frac{U_a}{U_e}\right) = \Gamma_1 \; \forall \, \omega_1 < \omega < \omega_2 \tag{14.150}$$

$$= \Gamma_2 \ll \Gamma_1 \; \forall \, \omega < \omega_1 \text{ oder } \omega > \omega_2 \tag{14.151}$$

Drehen wir in der Gl. 14.151 das Ungleichzeichen herum, verlangen wir also, dass

$$\left(\frac{U_a}{U_e}\right) = \Gamma_2 \gg \Gamma_1 \; \forall \, \omega < \omega_1 \text{ oder } \omega > \omega_2 \tag{14.152}$$

so bezeichnet man das geforderte Filter üblicherweise als ein *Bandsperr-Filter*. Beide Filtertypen haben ihre typischen Anwendungen in der Elektronik. Der Einfachheit halber werde ich jedoch die nun folgende Diskussion auf den Fall des Bandpassfilters beschränken.

Die einfachste Vorgehensweise zur Realisierung eines Bandpass-Filters ist das Hintereinanderschalten eines Tiefpass-Filters mit einem Hochpass-Filter. Dann werden im wesentlichen nur die Frequenzen durchgelassen, die im Übergangsbereich dieser beiden Filter liegen. Es stellt sich nun die Frage, auf welche Weise und

in welchem Umfang sich sowohl eine ausreichend große Bandbreite als auch eine ausreichend steile Flanke der Responsefunktion erreichen lässt. Zu unserer Orientierung berechnen wir die Responsefunktion eines Bandpassfilers, bei dem die Grenzfrequenzen der beiden Einzelfilter identisch sind. Das Ergebnis ist dann eine Schaltung wie in der Abb. 43 angegeben. Wir berechnen die Kettenmatrix dieser Schaltung

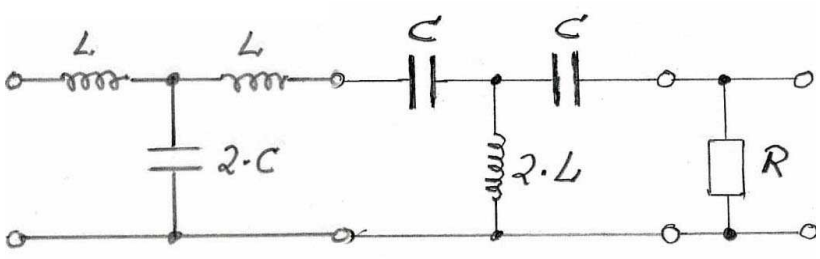

Abb. 43 Schaltskizze eines Bandpassfilters aus Tiefpass und Hochpass

und verwenden hierzu die Gl. 14.132 und 14.142:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{\text{Bandpass}} &= \begin{pmatrix} 1-2\cdot\omega^2\cdot L\cdot C & 2\cdot i\cdot\omega\cdot L\cdot(1-\omega^2\cdot L\cdot C) \\ 2\cdot i\cdot\omega\cdot C & 1-2\cdot\omega^2\cdot L\cdot C \end{pmatrix} \\ &\bullet \begin{pmatrix} 1-\frac{2}{\omega^2\cdot L\cdot C} & \frac{2}{i\cdot\omega\cdot C}\cdot\left(1-\frac{1}{\omega^2\cdot L\cdot C}\right) \\ \frac{2}{i\cdot\omega\cdot L} & 1-\frac{2}{\omega^2\cdot L\cdot C} \end{pmatrix}\end{aligned} \tag{14.153}$$

$$\begin{aligned}A_{11} &= \left(1-2\cdot\omega^2\cdot L\cdot C\right)\cdot\left(1-\frac{2}{\omega^2\cdot L\cdot C}\right)+2\cdot i\cdot\omega\cdot L\cdot\left(1-\omega^2\cdot L\cdot C\right)\cdot\frac{2}{i\cdot\omega\cdot L} \\ &= 1-2\cdot\omega^2\cdot L\cdot C-\frac{2}{\omega^2\cdot L\cdot C}+4+4-4\cdot\omega^2\cdot L\cdot C \\ &= 9-6\cdot\omega^2\cdot L\cdot C-\frac{2}{\omega^2\cdot L\cdot C}\end{aligned} \tag{14.154}$$

$$\begin{aligned}A_{12} &= \left(1-2\cdot\omega^2\cdot L\cdot C\right)\cdot\frac{2}{i\cdot\omega\cdot C}\cdot\left(1-\frac{1}{\omega^2\cdot L\cdot C}\right) \\ &\quad +2\cdot i\cdot\omega\cdot L\cdot\left(1-\omega^2\cdot L\cdot C\right)\cdot\left(1-\frac{2}{\omega^2\cdot L\cdot C}\right) \\ &= \frac{2}{i\cdot\omega\cdot C}\cdot\left(3-2\cdot\omega^2\cdot L\cdot C-\frac{1}{\omega^2\cdot L\cdot C}\right) \\ &\quad +2\cdot i\cdot\omega\cdot L\cdot\left(3-\omega^2\cdot L\cdot C-\frac{2}{\omega^2\cdot L\cdot C}\right) \\ &= -\frac{10\cdot i}{\omega\cdot C}+10\cdot i\cdot\omega\cdot L+\frac{2\cdot i}{\omega^3\cdot L\cdot C^2}-2\cdot i\cdot\omega^3\cdot L^2\cdot C\end{aligned} \tag{14.155}$$

$$\begin{aligned} A_{21} &= 2 \cdot i \cdot \omega \cdot C \cdot \left(1 - \frac{2}{\omega^2 \cdot L \cdot C}\right) + \left(1 - 2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C\right) \cdot \frac{2}{i \cdot \omega \cdot L} \\ &= 6 \cdot i \cdot \omega \cdot C - \frac{6 \cdot i}{\omega \cdot L} \end{aligned} \tag{14.156}$$

$$\begin{aligned} A_{22} &= (2 \cdot i \cdot \omega \cdot C) \cdot \frac{2}{i \cdot \omega \cdot C} \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega^2 \cdot L \cdot C}\right) \\ &\quad + \left(1 - 2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C\right) \cdot \left(1 - \frac{2}{\omega^2 \cdot L \cdot C}\right) \\ &= 4 - \frac{4}{\omega^2 \cdot L \cdot C} + 1 - 2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C - \frac{2}{\omega^2 \cdot L \cdot C} + 4 \\ &= 9 - \frac{6}{\omega^2 \cdot L \cdot C} - 2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C \end{aligned} \tag{14.157}$$

Wenn wir nun wieder die Frequenz gem. Gl. 14.133 normieren, vereinfachen sich diese Gleichungen zu

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 9 - 6 \cdot \Omega^2 - \frac{2}{\Omega^2} & \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \left[10 \cdot i \cdot \left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right) - 2 \cdot i \cdot \left(\Omega^3 - \frac{1}{\Omega^3}\right)\right] \\ \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \left[6 \cdot i \cdot \Omega \cdot -\frac{6 \cdot i}{\Omega}\right] & 9 - \frac{6}{\Omega^2} - 2 \cdot \Omega^2 \end{pmatrix} \tag{14.158}$$

Wenn wir nun wieder, wie beim Hochpass, den Bandpass mit dem Widerstand

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{14.159}$$

abschließen, ergibt sich als inverse Spannungsübertraguingsfunktion der Ausdruck

$$\frac{U_e}{U_a} = A_{11} + \frac{A_{12}}{R} = 9 - 6 \cdot \Omega^2 - \frac{2}{\Omega^2} + 10 \cdot i \cdot \left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right) - 2 \cdot i \cdot \left(\Omega^3 - \frac{1}{\Omega^3}\right) \tag{14.160}$$

Insbesondere gilt

$$\left(\frac{U_e}{U_a}\right)(\Omega = 1) = 9 - 6 - 2 = 1 \tag{14.161}$$

Bei der Mittenfrequenz des Bandpasses ist also das Eingangssignal **identisch** mit dem Ausgangssignal! Der Durchlassbereich des Bandpassfilters, bei dem die Signaldämpfung noch nicht allzu groß, reicht etwa von

$$0,5 < \Omega < 2 \tag{14.162}$$

$$\left|\left(\frac{U_e}{U_a}\right)\right|(\Omega = 0,5) = 2,136 \tag{14.163}$$

$$\left|\left(\frac{U_e}{U_a}\right)\right|(\Omega = 2) = 3,579 \tag{14.164}$$

Jenseits dieser beiden Grenzen steigt die Signaldämpfung steil an.

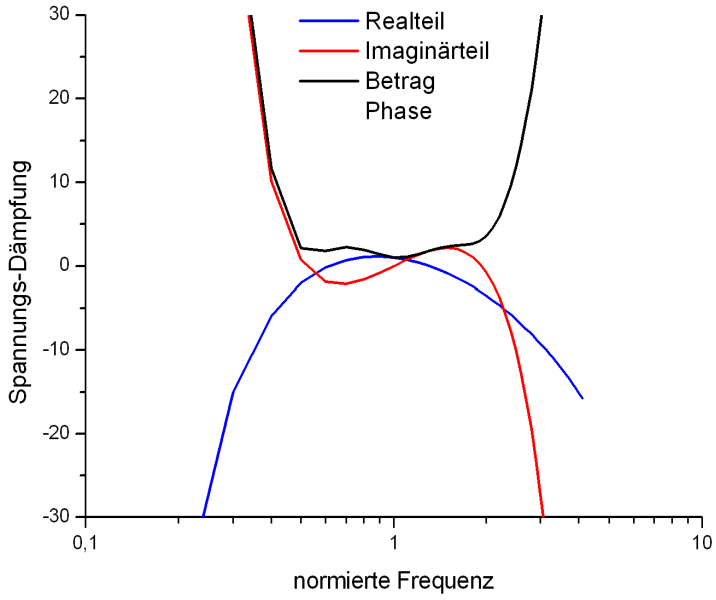

Abb. 44

Die RC-Wien-Brücke (-)

Wir berechnen nun das elektronische Verhalten der in der Abb. 45 skizzierten Schaltung aus je 2 Kondensatoren und Widerständen, die in der Literatur meist als *Wien-Brücke* bezeichnet wird und für bestimmte Anwendungen besonders gut geeignet ist. Hierzu berechnen wir zunächst die Kettenmatrix der Parallelschaltung von C_2 und R_2:

$$\mathbf{A}(C_2 \parallel R_2) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_2} & 1 \end{pmatrix} \bullet \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ i \cdot \omega \cdot C_2 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_2} + i \cdot \omega \cdot C_2 & 1 \end{pmatrix} \tag{14.165}$$

Die Kettenmatrix der Serienschaltung von C_1 und R_1 ergibt sich zu

$$\mathbf{A}(C_1 \oplus R_1) = \begin{pmatrix} 1 & R_1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \bullet \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{i \cdot \omega \cdot C_1} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{i \cdot \omega \cdot C_1} + R_1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{14.166}$$

Die Kettenmatrix der Gesamtschaltung ergibt sich dann zu

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{\text{ges}} &= \mathbf{A}(C_1 \oplus R_1) \cdot \mathbf{A}(C_2 \parallel R_2) \\ &= \begin{pmatrix} 1 + \left(R_1 + \frac{1}{i \cdot \omega \cdot C_1}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_2} + i \cdot \omega \cdot C_2\right) & R_1 + \frac{1}{i \cdot \omega \cdot C_1} \\ \frac{1}{R_2} + i \cdot \omega \cdot C_2 & 1 \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{14.167}$$

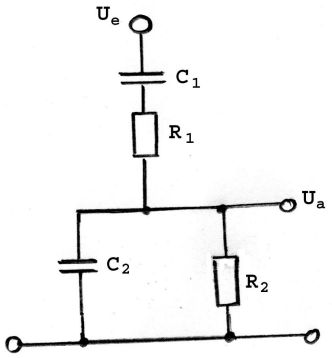

Abb. 45 Schaltung einer RC-Wien-Brücke

Wir beschränken uns nun auf den Spezialfall

$$R_1 = R_2 = R \tag{14.168}$$
$$C_1 = C_2 = C \tag{14.169}$$

und normieren die Frequenz gem. der Vorschrift

$$\Omega = \omega \cdot R \cdot C \tag{14.170}$$

Dann vereinfacht sich die Gl. 14.167 zu

$$\mathbf{A}_{\text{ges}} = \begin{pmatrix} 1 + \left(1 + \frac{1}{i \cdot \Omega}\right) \cdot (1 + i \cdot \Omega) & R \cdot \left(1 + \frac{1}{i \cdot \Omega}\right) \\ \frac{1}{R} \cdot (1 + i \cdot \Omega) & 1 \end{pmatrix} \tag{14.171}$$

Die inverse Spannungsübertragung dieser Schaltung bei offenem Ausgang beträgt (Gl. 14.39)

$$\begin{aligned} \left(\frac{U_e}{U_a}\right)_{I_a=0} &= A_{11} = 1 + \left(1 + \frac{1}{i \cdot \Omega}\right) \cdot (1 + i \cdot \Omega) \\ &= 3 + i \cdot \Omega \cdot \left(1 - \frac{1}{\Omega^2}\right) \end{aligned} \tag{14.172}$$

Der Verlauf dieser Größe ist in der Abb. 46 wiedergegeben und zwar nach Realteil, Imaginärteil, Betrag und Phase. Der Realteil ist konstant, und der Imaginärteil nimmt für sehr niedrige Frequenzen sehr hohe negative Werte an. Er steigt monoton mit der Frequenz a und geht bei $\Omega = 1$ durch den Wert 0. Dadurch geht der Betrag bei der normierten Frequenz $\Omega = 1$ durch ein Minimum. Wichtig für die vorgesehenen Anwendungen ist aber insbesondere die Phase. Diese geht bei der Frequenz $\Omega = 1$

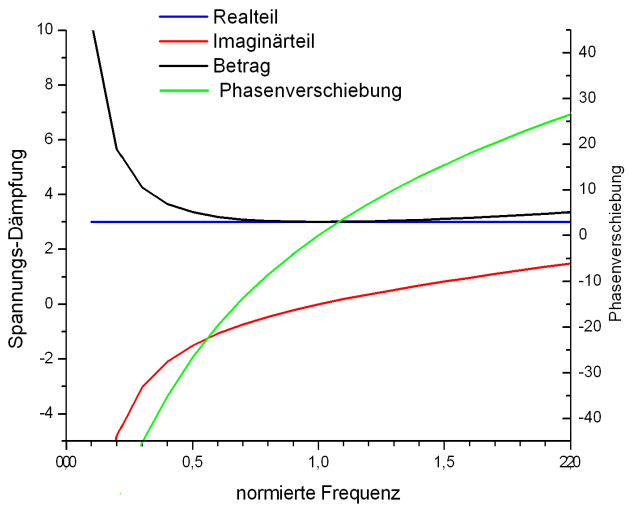

Abb. 46 Inverse Spannungsübertragung und Phasenverschiebung einer RC-Wienbrücke

durch 0 und hat an dieser Stelle ihre größte Steigung:

$$\frac{d\varphi}{d\Omega} = \frac{\frac{1}{3}\cdot\left(1-\Omega-\frac{1}{\Omega^2}-\frac{2}{\Omega^3}\right)}{1+\Omega^2\cdot\left(1-\frac{1}{\Omega^2}\right)^2} \tag{14.173}$$

$$\frac{d\varphi}{d\Omega}(\Omega=1) = -1 \tag{14.174}$$

Auf Grund dieser starken Änderung der Phase mit der Frequenz und des Nulldurchgangs der Funktion $\varphi = \varphi(\Omega)$ eignet sich die Wien-Brücke sehr gut als frequenz-bestimmendes Element in einem Oszillator. Da dieses Element nur aus Widerständen und Kondensatoren besteht, lässt sich z.B. bei geeigneter Auswahl der Bauelement bereits eine sehr gute Temperaturstabilität erreichen.

14.3.4 Der Wellenleiter (-/-)

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

14.3.5 Der Verstärker (-)

Als Verstärker für elektronische Signale bezeichnen wir elektronische Vierpole, bei denen das Ausgangssignal bis auf einen konstanten Faktor V gleich dem Eingangssignal ist. Dieser Faktor V ist in guter Näherung reell und sein Betrag ist > 1. Die Phasendifferenz $\Delta\varphi$ zwischen dem Eingangs- und dem Ausgangsignal beträgt demnach entweder 0 oder π. Verstärker mit $\Delta\varphi{=}\pi$ werden als invertierende Verstärker oder kurz *Inverter* bezeichnet. Verstärker sind oft Dreipole, d.h. die sog. *kalten Enden* des Eingangssignals und des Aussgangssignals sind entweder direkt mit einander verbunden oder liegen zumindest auf einer konstanten Potenzialdifferenz.

Die grundlegenden Voraussetzungen und Eigenschaften eines elektronischen Verstärkers werde ich in diesem Abschnitt ganz überwiegend am Beispiel von aus Transistor(en) und passiven diskreten Bauelementen aufgebauten Verstärkern erläutern, wohl wissend, dass die heute zum Einsatz kommenden Verstärkerschaltungen ganz überwiegend vollständig oder zumindest zu einem großen Anteil aus hochintegrierten Halbleiterbausteinen bestehen. Zum Verständnis der grundlegenden Abläufe in diesen Bausteinen ist dies nach meiner Einschätzung immer noch der didaktisch beste Weg.

Ich beginne mit der wohl einfachsten Schaltung zur Verstärkung einer elektrischen Wechselspannung, s. Abb. 47.

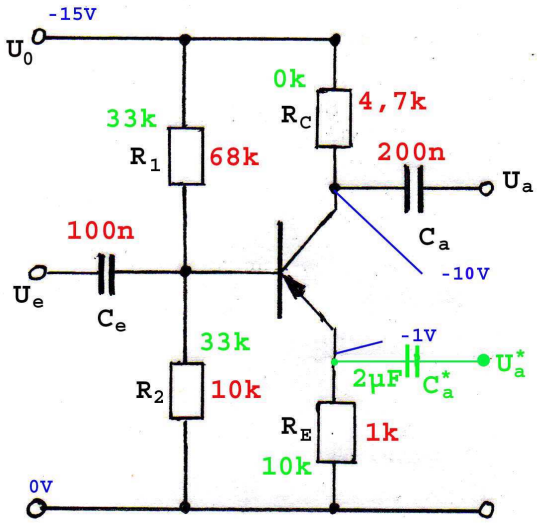

Abb. 47 Prinzipskizze einer Verstärkerstufe auf Basis eines pnp-Transistors

Sie besteht primär aus einem Transistor und den 4 Widerständen R_1, R_2, R_E und R_C. Mit den Widerständen R_1 und R_2 wird der Arbeitspunkt des Transistors eingestellt, d.h. primär das Potenzial, auf dem sich die Basis des Transistors im Ruhezustand, d.h. ohne Signal befindet. Der Widerstand R_E erzeugt eine Gegenkopplung; er sorgt dafür, dass der Emitterstrom I_E primär durch seinen Widerstandswert und die Arbeitspunkteinstellung vorgegeben ist und nicht etwa durch die Stromverstärkung β (s. Gl. 14.102) des Transistors. Das Verhältnis von R_E und R_C bestimmt die Spannungsverstärkung der Schaltung. Es gilt in guter Näherung

$$\frac{U_a}{U_e} \approx \frac{R_C}{R_E} \tag{14.175}$$

Voraussetzung für diese Näherung ist eine ausreichend hohe Stromverstärkung des Transistors. Die Kondensatoren C_e und C_a dienen zur Ein- bzw. Auskopplung des

als reines Wechselspannungssignal angenommenen Ein- bzw. Ausgangssignals. In der Abb. 47 habe ich für einen konkreten Anwendungsfall

- Spannungsverstärkung einer Wechselspannung der Frequenz $f > 10 \cdot kHz$ um einen Faktor von ca. 5;
- maximale Impedanz am Signalausgang: $R = 5 \cdot k\Omega$;
- Versorgungsspannung $U_0 = -15 \cdot V$

die konkreten Zahlenwerte für diese Bauelemente in rot und die sich dadurch einstellenden Werte des Arbeitspunktes in blau eingetragen. Die hierfür erforderlichen Berechnungen sind relativ einfach nachvollziehbar:

Die geforderte Ausgangsimpedanz ergibt unmittelbar den Widerstand R_C:

$$R_C \approx 5 \cdot k\Omega \rightarrow 4,7 \cdot k\Omega \tag{14.176}$$

Dann folgt aus der Spannungsverstärkung

$$R_E \approx \frac{4,7 \cdot k\Omega}{5} \rightarrow 1 \cdot k\Omega \tag{14.177}$$

Der Spannungsteiler aus R_1 und R_2 darf nicht zu hochohmig sein, sonst hängt der sich einstellende Arbeitspunkt des Transistors zu stark von dessen Stromverstärkung ab. Wir wählen daher

$$R_2 \approx 10 \cdot R_E \rightarrow 10 \cdot k\Omega \tag{14.178}$$

Der gewünschte Arbeitspunkt des Transistors ergibt sich aus folgender Überlegung zur Optimierung der Signaldynamik: Bei einer Verstärkung von 5 findet man zu jedem Signalanteil am Emitter des Transistors 5 Signalanteile an dessen Kollektor und zwar um π phasenverschoben. Wenn wir daher $1 \cdot V$ als Übersteuerungsreserve für den Transistor reservieren, verbleiben $14 \cdot V$ für den Signalhub, davon knapp $12 \cdot V$ für den Kollektor und gut $2 \cdot V$ für den Emitter. Unter Berücksichtigung der Spannung zwischen Basis und Emitter

$$U_{be} \approx 0,8 \cdot V \tag{14.179}$$

legen wir daher als Sollpotenzial an der Basis den Wert

$$U_b = 2 \cdot V \tag{14.180}$$

fest. Dann wird der Wert von R_1 zu

$$R_1 \approx 10 \cdot k \cdot \frac{13}{2} \rightarrow 68 \cdot k\Omega \tag{14.181}$$

Die Werte der Kondensatoren C_e und C_a berechnen sich aus der Vorgabe der unteren Grenzfrequenz von $10 \cdot kHz$:

$$R_2 \cdot C_e \gg \frac{1}{10 \cdot kHz} = 10^{-4} \cdot s \Rightarrow \tag{14.182}$$

$$C_e \gg \frac{10^{-4} \cdot s}{R_2} = 10^{-8} \cdot F$$

$$C_e \rightarrow 0,1 \cdot \mu F \tag{14.183}$$

$$R_C \cdot C_a \gg \frac{1}{10 \cdot kHz} = 10^{-4} \cdot s \Rightarrow \tag{14.184}$$

$$C_a \gg \frac{10^{-4} \cdot s}{R_C} = 2,1 \cdot 10^{-8} \cdot F$$

$$C_a \rightarrow 0,2 \cdot \mu F \tag{14.185}$$

Die Spannungsverstärkung dieser Stufe lässt sich deutlich erhöhen, indem man einen Teil des Gegenkopplungswiderstands R_E mit einem Kondensator überbrückt. Dann geht in die Berechnung der Spannungsverstärkung (Gl. 14.175 nur noch der Wert des nicht überbrückten Widerstands ein.

Entnimmt man an dieser Schaltung die Ausgangsspannung nicht am Kollektor sondern am Emitter (an dem in Abb. 47 grün markierten Ausgang U_a^*), so wird die Schaltung zu einem Impedanzwandler oder *Emitterfolger*. Die Spannungsverstärkung beträgt dann

$$\frac{U_a}{U_e} \lesssim 1 \tag{14.186}$$

und die Phasenverschiebung ist

$$\Delta\varphi \approx 0 \tag{14.187}$$

Die Ausgangsimpedanz Z_a ist dann i.a. deutlich kleiner als der benutzte Widerstand R_E. Sie ergibt sich aus der Eingangsimpedanz Z_e der Spannungsquelle U_e und der Stromverstärkung β des Transistors. In grober Näherung gilt

$$Z_a \approx \frac{Z_e}{\beta} \tag{14.188}$$

Der Emitterwiderstand R_E dient jetzt primär zur Einstellung des Arbeitspunktes der Schaltung; der Kollektorwiderstand R_C kann entfallen. Der Arbeitspunkt des Transistors wird jetzt sinnvollerweise so eingestellt, dass seine Basis etwa auf dem halben Wert der Versorgungsspannung liegt. Zur Berechnung des Kondensators C_a^* muss der Widerstand R_a des an den Ausgang U_a^* angeschlossenen Verbrauchers herangezogen werden bzw. der Eingangswiderstand der nachfolgenden Schaltungseinheit. Dieser

Werte betrage $R_a = 100 \cdot \Omega$. Dann folgt für unser Beispiel

$$R_a \cdot C_a^* \gg \frac{1}{10 \cdot kHz} = 10^{-4} \cdot s \Rightarrow \tag{14.189}$$

$$C_a^* \gg \frac{10^{-4} \cdot s}{R_a} = 10^{-6} \cdot F$$

$$C_a^* \rightarrow 10 \cdot \mu F \tag{14.190}$$

Die nun berechneten Werte der Bauelemente sind in die Abb. 47 in grüner Schrift eingetragen.

Besteht die Aufgabe darin, Spannungen bis zu beliebig niedrigen Frequenzen möglichst exakt linear zu verstärken, so benötigt man einen *Gleichspannungsverstärker*. Grundsätzlich ist die in der Abb. 47 wiedergegebene Schaltung auch als Gleichspannungsverstärker geeignet. Man muss hierzu lediglich die Kondensatoren durch direkte Verbindungen ersetzen. Dann gilt in einem gewissen Arbeitsbereich

$$U_a = U_a^{(0)} - \left(U_e - U_e^{(0)}\right) \cdot V \tag{14.191}$$

wobei

$$V \approx \frac{R_C}{R_E} \tag{14.192}$$

D.h. der Verstärker dreht nicht nur das Vorzeichen des Signals herum, er verschiebt auch den Referenzpunkt:

$$U_a^{(0)} \neq U_e^{(0)} \tag{14.193}$$

Außerdem ist der Arbeitsbereich des Verstärkers, d.h. der Bereich von U_e, in dem der Verstärker weitgehend verzerrungsfrei arbeitet, deutlich gegenüber dem Wert $U_e = 0 \cdot V$ verschoben. Diese Unzulänglichkeiten lassen sich durch folgende Maßnahmen beheben:

- Verwendung einer doppelten, vorzugsweise symmetrischen Versorgungsspannung $\pm U_0$;
- Einsatz von mehr als 1 Verstärkungsstufe.

Dann lässt sich die Schaltung so auslegen, dass bei verschwindender Eingangsspannung auch die Ausgangsspannung zu 0 wird:

$$U_e = 0V \Rightarrow U_a = 0V \tag{14.194}$$

I.a. ist zusätzlich zu der entsprechenden Schaltungsberechnung ein Feinabgleich zum Nullabgleich des sog. *offset* vorgesehen.

Eine häufig genutzte, weil ausgesprochen hilfreiche Variante eines Gleichspannungsverstärkers ist der symmetrische Differenzverstärker gem. Abb. 48. Das Ein-

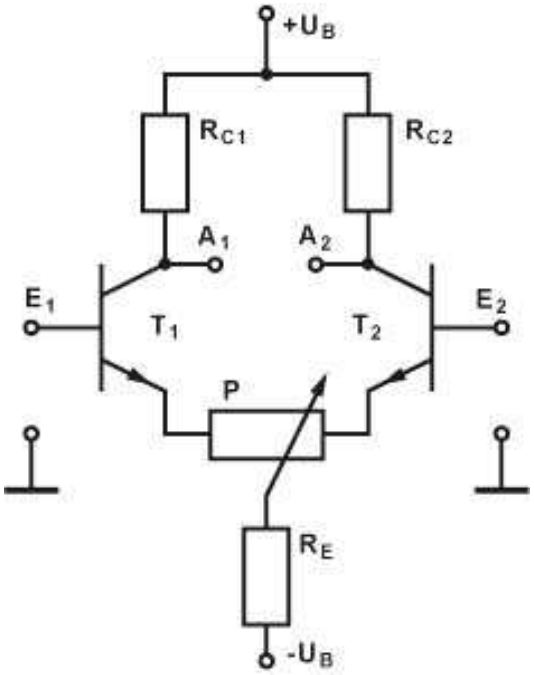

Abb. 48

gangssignal ist jetzt die Spannung

$$U_e = U(E_1) - U(E_2) \tag{14.195}$$

und entsprechend ist das Ausgangssignal

$$U_a = U(A_1) - U(A_2) \tag{14.196}$$

Neu an dieser Schaltung ist der beiden Eingangstransistoren **gemeinsame** Emitterwiderstand R_E. Das in die Abb. zusätzlich eingezeichnete Potentiometer P entspricht 2 separaten Emitterwiderständen, die als individuelle Gegenkopplung wirken. Durch sie wird die Schaltung unempfindlicher gegenüber Exemplarschwankungen bei den Kenndaten der Transistoren und gegenüber anderen Störeinflüssen. Sie reduzieren aber deutlich die Verstärkung der Schaltung für Differenzsignale $U_e^{(1)} - U_e^{(2)}$. Zusätzlich lässt sich durch Abgleich des Potentiometers die Symmetrie der Schaltung optimieren. Der gemeinsame Emitterwiderstand bewirkt, dass die Verstärkung eines an beiden Eingängen mit gleicher Polarität auftretenden Signals deutlich kleiner ist als die Verstärkung des Differenzsignals.

14.3.6 Die Spannungsversorgung (-)

Unter einer *Spannungsversorgung* (umgangssprachlich oft als *Netzteil* bezeichnet) wollen wir allgemein diejenige Baugruppe verstehen, die die betrachtete elektronische

Funktions-Baugruppe (oder das gesamte elektronische Gerät) mit elektrischer Energie versorgt. Diese Energie schöpft die Spannungsversorgung entweder aus dem elektrischen Wechselstromnetz der örtlichen Stromversorgung (aus der *Steckdose*) oder aus der Batterie des (transportablen) Gerätes. Das elektronische Gerät benötigt diese Energie i.a. in der Form einer (oder mehrerer) **Gleichspannungs**quelle(n) vorgegebener Spannung und mit einem gewissen Maximalwert an entnehmbarem Strom. Zur Gewährleistung einer optimalen Funktion des elektronischen Gerätes muss diese Spannungsquelle i.a. einen ausreichend niedrigen Innenwiderstand

$$R_i = \frac{\delta U_=}{\delta I_=} \tag{14.197}$$

besitzen und einen ausreichend hohen *Regelfaktor*

$$\mathcal{R} = \frac{\frac{\delta U_\sim}{U_\sim}}{\frac{\delta U_=}{U_=}} \tag{14.198}$$

In Sonderfällen wird (evtl. zusätzlich) eine (Konstant-)Stromquelle (s. Absatz S. 1813) benötigt. Als Spannungsversorgungen werden heute meist fertige Module eingesetzt, die als Eingangssignal die Netzspannung von $220 \cdot V$ benötigen und an einem Ausgang (oder an mehreren) die benötigte(n) Gleichspannung(en) zur Verfügung stellen. Ich werde das Aufbauprinzip einer Spannungsversorgung dennoch hier skizzieren, weil ich diese Kenntnis als einen Bestandteil der *elektronischen Allgemeinbildung* ansehe.

Bei einem Anschluss an das örtliche Wechselstromnetz von i.a. 220V Netzspannung besteht die 1. Stufe einer Spannungsversorgung in einem *Transformator* (Abschnitt 6.4.3), der diese Spannung auf einen für die weitere Verarbeitung geeigneten Wert umspannt (i.a. reduziert) und einer *Gleichrichtung* mit anschließender Siebung etwa nach dem in der Abb. 49 angegebenen Konzept. Diese Schaltung erzeugt eine Gleichspannung mit einem gewissen, von dem entnommenen Gleichstrom abhängigen Restanteil an Wechselspannung der Hauptfrequenz $100 \cdot Hz$. Dessen peak-to-peak-Amplitude lässt sich wie folgt abschätzen: Während der Zeitspannung, in der die Spannung **vor** den beiden gerade aktiven Gleichrichterdioden niedriger ist als die Spannung an dem sog. *Ladekondensator* C_1, muss der Strom vom Ladekondensator geliefert werden. Bei sinnvoll dimensioniertem Ladekondensator ist diese Zeit von der Größenordnung

$$\tau \approx \frac{10 \cdot ms}{2} = 5 \cdot ms \tag{14.199}$$

Während dieser Zeit reduziert sich die Spannung an dem Ladekondensator um den Wert

$$\delta U = \frac{I \cdot 5 \cdot ms}{C_1} \tag{14.200}$$

Der Ladekondensator muss so gewählt sein, dass auch bei dem maximal zulässigen Strom I dieser Spannungsabfall noch deutlich kleiner ist als die für den nachfolgenden

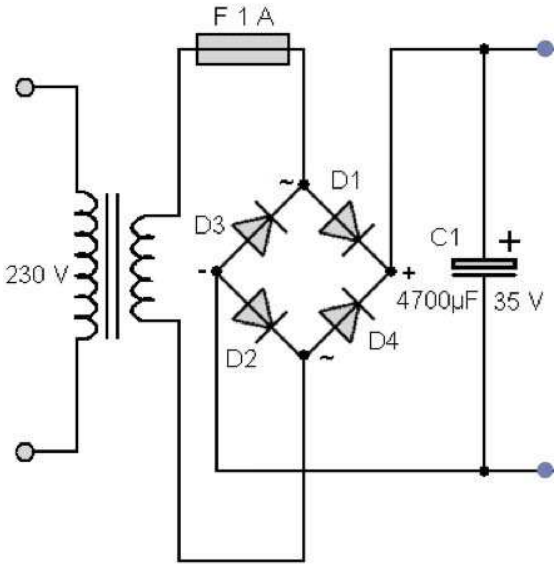

Abb. 49 Netzteil einer Niederspannungsversorgung

Teil der Spannungsversorgung erforderliche mittlere Eingangs-Gleichspannung $\langle U_{C1} \rangle$. In diesem Fall können wir den zeitlichen Verlauf der am Ladekondensator anliegenden Spannung $U_{C1} = f(t)$ wie folgt abschätzen:

$$U_{C1,\max} \approx U_{Tr,\text{eff}} \cdot \sqrt{2} \tag{14.201}$$

$$U_{C1,\min} \approx U_{Tr,\text{eff}} \cdot \sqrt{2} - \delta U \tag{14.202}$$

Die *Brummspannung* δU wird danach von dem R/C_2-Siebglied um den Faktor

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot (R \cdot C_2)^2}} \tag{14.203}$$

reduziert.

Die nachgeschaltete elektronische Baugruppe zur Erzeugung einer stabilen, von Schwankungen der Netzspannung (Gl. 14.197) und von der Amplitude des entnommenen Stroms (Gl. 14.198) weitgehend unabhängigen Gleichspannung hat die Struktur eines *Regelkreises*. Wir werden daher den Aufbau und das Funktionsprinzip dieser Baugruppe erst **nach** Behandlung der regelungstechnischen Grundlagen diskutieren, nämlich im Absatz S. 1915. Die Differenz zwischen der Spannung am Ladekondensator und dem Sollwert der Ausgangs-Gleichspannung

$$U_{C1}(t) - U_{\text{soll}} = U_{\text{Transistor}} \tag{14.204}$$

muss von dem sog. *Längstransistor* der Spannungsregler-Baugruppe aufgenommen werden (s. wieder Absatz S. 1915). Die Schaltung insgesamt muss so konfiguriert sein, dass dieser Wert auch im ungünstigsten Fall (aktuelle Netzspannung am unteren Toleranzwert, entnommener Gleichstrom am maximal zulässigen Wert) nicht unter die sog. Sättigungsspannung $U_{CE}^{(0)}$ des Transistors sinkt. Andererseits muss die thermische Kühlung dieses Transistors so dimensioniert sein, dass sie in der Lage ist, die maximal an ihm auftretende Verlustleistung abzuführen, ohne dass der Transistor über seine zulässige Temperatur erhitzt wird. Die maximale Verlustleistung tritt i.a. dann auf, wenn die aktuelle Netzspannung den oberen Toleranzwert angenommen hat und gleichzeitig der maximal zulässige Gleichstrom entnommen wird. Ein präziser Abgleich der Transformator-Ausgangsspannung ist i.a. eine entscheidende Maßnahme zur Begrenzung dieser maximalen Längstransistor-Verlustleistung.

14.3.7 Elektronisches Rauschen (-)

Als *Rauschen* bezeichnet man denjenigen Anteil eines elektronischen Signals, der dem eigentlichen, die Information tragenden Signal überlagert ist und dessen Energie spektral über einen relativ großen Frequenzbereich kontinuierlich verteilt ist. Die Quellen für ein derartiges Rauschsignal sind (u.a.):

1. Die Signalquelle selbst, die in dem elektronischen Gerät weiter verarbeitet wird. Bei einem Gerät des Rundfunk- oder Fernsehempfangs sind dies also Signalanteile, die zusammen mit dem Nutzsignal über die Antenne in das Gerät eingeschleust werden.

2. Durch das Funktionsprinzip des jeweiligen elektronischen Elementes bedingte Zusatzsignale wie das durch die Quantisierung der elektrischen Ladung bedingte Quantenrauschen, das in der Elektronik oft auch als *Schrotrauschen* (engl. *shot noise*) bezeichnet wird. Im Falle von Photoempfängern (s. Abschnitt 11.9) ist dem Messsignal das durch die Quantisierung der elektromagnetischen Strahlung bedingte *optische Quantenrauschen* überlagert.

3. Das sog. *Widerstandsrauschen*.

Wir werden uns im Folgenden ausschließlich mit diesem thermodynamisch bedingten *Widerstandsrauschen* befassen. Es tritt in allen elektronischen Baugruppen auf und ist oft diejenige Größe, die die Empfindlichkeit eines elektronischen Messsystems nach unten begrenzt. Ursache für dieses Phänomen ist die thermische Kopplung des elektronischen Stromsystems an das Wärme-Reservoir, das seine Temperatur bestimmt.

(XXX: Der diesen Mechanismus thermodynamisch begründende Text ist noch nicht verfügbar.)

Durch diesen Effekt wird in dem elektronischen System eine spektrale Rauschleistung erzeugt von

$$\frac{dJ^{(E)}}{df} = 4 \cdot k \cdot T \tag{14.205}$$

Dem entspricht eine an dem relevanten Eingangs-Widerstand anliegende spektrale Spannungsdichte von

$$\frac{d\langle U^2\rangle}{df} = 4 \cdot k \cdot T \cdot R \tag{14.206}$$

Diese Beziehung wurde 1928 von dem amerikanischen Elektrotechniker *Harry Nyquist* (* 1889 in Nilsby(Schweden); † 1976 in Harlingen/Texas(USA)) hergeleitet. Besitzt also die betrachtete elektronische Baugruppe eine effektive Bandbreite von Δf, so entsteht an ihr - auf den Eingang bezogen - eine Rauschspannung von

$$U_r = 2 \cdot \sqrt{k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \tag{14.207}$$

Will man also die von der Eingangsstufe eines Signalverstärkers erzeugte Rauschspannung minimieren, muss man die Stufe so konzipieren, dass der Eingangswiderstand der Stufe möglichst niedrig wird. Andererseits muss man aber auch einen möglichst großen Anteil der von dem Signaldetektor bereitgestellten Leistung in die Baugruppe einkoppeln, also den Eingangs-Widerstand der Baugruppe gleich dem Ausgangswiderstand des Detektors wählen. Schließlich sollte man die Übertragungs-Bandbreite der Baugruppe so klein wählen wie von der Anwendung her gerade noch zulässig ist. Darüber hinaus hilft dann nur noch eine Kühlung dieser Baugruppe. In manchen Fällen gibt es auch die Möglichkeit, zwischen den primären Signaldetektor und die elektronische Baugruppe ein Verstärkungselement zwischenzuschalten, dessen Funktionsweise **ohne** eine Kopplung an ein thermisches, also mit Entropie verknüpftes System auskommt. Die innere Verstärkung von Photomultipliern (PMT, s. Abschnitt 11.9.5) und von Avalanche-Photodioden (Abschnitt 11.9.6) sind Beispiele für derartige Mechanismen. Dieses ist der Grund dafür, dass bei höchstempfindlichen Messaufgaben diese Elemente den konventionellen Photodioden überlegen sind, obwohl die primäre Quantenausbeute (erzeugte Elektronen / Lichtquant) bei den konventionellen Photodioden höhere Werte annimmt als bei einem PMT.

14.3.8 Analoge elektronische Ein- und Ausgabegeräte (-)

Unter einem elektronischen Eingabegerät verstehen wir eine Vorrichtung, die ein nicht-elektrisches Signal, das elektronisch weiterverarbeitet werden soll, zu diesem Zweck in ein elektronisches Signal umwandelt. Bei diesem nicht-elektrischen Signal kann es sich z.B. um ein akustisches, optisches oder mechanisches (Position, Geschwindigkeit, Alarm etc.) Signal handeln. Der ganze Bereich der sog. *Sensoren* gehört gem. dieser Definition zu den elektronischen Eingabegeräten, aber auch jede Art von Bedienelementen oder - wie man heute sagt - von Bausteinen des **h***uman* ***m****aschine* ***i****nterfaces* HMI.

Zu jedem **Eingabe**gerät gibt es i.a. ein komplementäres elektronisches **Ausgabe**gerät, das ein elektronisches Signal in das entsprechende nicht-elektrische Signal wandelt und an die Außenwelt abgibt. Die Gesamtheit der Ein-und Ausgabegeräte stellt dann den Informationstransfer zwischen dem elektronischen Gerät und der Außenwelt her.

Die von der Außenwelt empfangenen und die an diese Außenwelt abgegebenen nicht-elektrischen Signale sind in der Mehrzahl der Fälle analoge Signale. Da wir uns an dieser Stelle auf ebenfalls analoge elektronische Signale beschränken werden, steht also die Frage der Analog/Digital-Wandlung bzw. deren Umkehrung an dieser Stelle nicht zur Diskussion.

Das in diesem Abschnitt angeschnittene Gebiet ist derart umfangreich, dass ich nur einige wenige, aus meiner Sicht typische Beispiele herausgreifen und stichwortartig behandeln kann und werde. Aus pragmatischen Gründen habe ich in diesem Abschnitt auch den Absatz über die analoge Signal**speicherung** aufgenommen, ein zumindest aus historischer Sicht wichtiges Thema, das heute allerdings weitgehend von den Speichertechniken für **digitale** Signale verdrängt worden ist.

Akustische Ein- und Ausgabegeräte (-)

Ein analoges akustisches Eingabegerät ist nichts anderes als ein *Mikrophon*. Hierfür existieren sehr unterschiedliche Funktionsprinzipien. Am bekanntesten sind die sog. Kristallmikrophone und die (elektro-)dynamischen Mikrophone. Der Sensor, der das akustische Signal in ein elektrisches wandelt, ist beim Kristallmikrophon eine Membran aus einem piezo-elektrischen Material (s. Absatz XXX). Das dynamische Mikrophon basiert auf der elektromagnetischen Induktion. Beide Prinzipien haben ihre typischen Vor- und Nachteile. Ein Kristallmikrophon hat i.a. Schwierigkeiten mit der Übertragung von tiefen Frequenzen, es kann jedoch ohne Schwierigkeiten ein elektrisches Signal mit einem relativ hohen Spannungspegel erzeugen. Es findet seine Anwendung vorwiegend in preiswerten Anlagen insbesondere zur Sprachübertragung. Ein dynamisches Mikrophon dagegen kann Signale, die einen weiten Frequenzbereich umfassen, weitgehend signalgetreu aufnehmen. Allerdings ist der typische Spannungspegel des von ihm erzeugten elektrischen Signals relativ niedrig, so dass i.a. ein direkt auf das Mikrophon folgender Vorverstärker erforderlich ist.

Ein analoges akustisches Ausgabegerät bezeichnen wir i.a. als einen *Lautsprecher*.

(XXX: Der weitere Text des Absatzes *Akustische Ein- und Ausgabegeräte* ist noch nicht verfügbar.)

Mechanische Bedienungselemente (-/-)

(XXX: Der Text des Absatzes *Bedienungselemente* ist noch nicht verfügbar.)

Eingabe und Ausgabe von Bildinformationen (-/-)

(XXX: Der Text des Absatzes *Eingabe und Ausgabe von Bildinformationen* ist noch nicht verfügbar.)

Sensoren (-/-)

(XXX: Der Text des Absatzes *Sensoren* ist noch nicht verfügbar.)

Analoge Signalspeicherung (-/-)

(XXX: Der Text des Absatzes Analoge Signalspeicherung ist noch nicht verfügbar. Er wird auch die nachfolgenden Texpassagen enthalten:)

In Deutschland hielt die **m**agnetische Videobild**auf**z**eichnung (im Jargon der Fernsehstudios als MAZ bezeichnet) 1966 ihren Einzug in die Fernsehstudios mit einem Testeinsatz durch den WDR Köln bei verschiedenen Veranstaltungen des Kölner Karnevals.

14.4 Analoge Signalübertragung (-)

In diesem Kapitel werden wir die typischen Problemstellungen (und deren technische Lösungen) diskutieren, die bei der **Übertragung** eines analogen elektrischen Signals auftreten, also z.B. bei der Übertragung eines Spannungsverlaufs $U = U(t)$ von einem Ort x_1 an einen anderen Ort x_2. Diese Übertragung kann über ein Kabel erfolgen, das i.a. mehrere Drähte aus einem elektrisch leitendem Material enthält, oder *drahtlos* durch die Übertragung elektromagnetischer Strahlung. Im Zentrum unserer Diskussion wird die Frage nach der Codierung des analogen Signals $U(t)$ stehen. Dabei wird sich zeigen, dass diese Diskussion für diese beiden gerade genannten Konzepte der Signalübertragung weitgehend gemeinsam erfolgen kann.

14.4.1 Uncodierte analoge Signalübertragung (-)

Im einfachsten Fall wird das zu übertragene elektrische Signal überhaupt nicht codiert. Liegt die primäre Information z.B. in Form einer elektrischen Spannung $U = U(t)$ vor, so kann man diese Spannung über ein elektrisches Kabel übertragen, ohne es in irgend einer Weise zu verändern. Ggflls. wird man es vor der Übertragung konditionieren, also z.B. auf das n-fache analog verstärken. Diese Form der Signalübertragung findet insbesondere **innerhalb** von elektronischen Geräten statt oder innerhalb eines örtlich eng benachbarten Verbunds von mehreren elektronischen Geräten. In manchen Fällen wandelt man das Ausgangssignal $U = U(t)$ durch einen Spannungs/Stromwandler in ein Signal $I = I(t)$ um, bevor es über ein Kabel übertragen wird. Vorteil dieser Technik ist zum einen die Unempfindlichkeit gegenüber evtl. zeitlich variierenden Übergangs-Widerständen der in dem Kabelsystem vorhandenen Steckverbindungen. Zum anderen lassen sich problemlos eine wechselnde Anzahl von Signalempfängern an diese Signalschleife anschließen. Diese Technik wird insbesondere für die Signalübertragung innerhalb von Produktionsanlagen (also unter rauhen Betriebsbedingungen) eingesetzt.

Nachteil der uncodierten Signalübertragung ist insbesondere der relativ hohe technische Aufwand, da für jedes Signal $U_i(t)$ eine separate Leitung benötigt wird.

Diese Technik wird daher heute ausschließlich für die Überbrückung sehr kurzer Entfernungen eingesetzt.

Im Bereich der drahtlosen Signalübertragung ist eine uncodierte Übertragung grundsätzlich ebenfalls möglich. So bestanden die ersten Experimente zur drahtlosen Telegraphie, also der Übertragung von als Pulsfolgen codierten Texten, durch Marconi und andere in der Erzeugung von kurzen elektromagnetischen Impulsen bzw. Impulsfolgen. Sobald jedoch mehrere derartige Sender ortsnah und zeitgleich in Betrieb sind, ist das Problem der gegenseitigen Beeinflussung im Rahmen dieses einfachen Konzeptes nicht mehr lösbar.

14.4.2 Das Konzept der Trägerfrequenz (-)

Um sich von der Einschränkung zu befreien, dass für jedes analoge Signal $U_i(t)$ eine separate Leitung benötigt wird, und um überhaupt die simultane drahtlose Übertragung einer größeren Anzahl unterschiedlicher Signale zu ermöglichen, muss eine geeignete Codierung gefunden werden, die folgende Arbeitsweise ermöglicht: Eine größere Zahl derart codierter Signale wird am Sendort zu einem gemeinsamen Signal vereinigt und über eine gemeinsame Leitung oder als elektromagnetische Strahlung gesendet. Am Empfangsort wird dieses Signal dann wieder in seine ursprünglichen Bestandteile aufgetrennt. Für diese Vorgehensweise setzt man heute durchgängig das Konzept der Codierung über eine Trägerfrequenz ein: Jedem Einzelsignal wird eine eigene, von den übrigen Frequenzen ausreichend unterschiedliche Frequenz als sog. *Trägerfrequenz* zugeordnet. In ihr wird dann das zu übertragende Signal $U_i(t)$ in einer Weise codiert, die eine spätere Umkehrung (nahezu) ohne Informationsverlust ermöglicht. Am Empfangsort wird dann zunächst aus der Fülle der über die Antenne eingefangenen Signale dasjenige mit der gewünschten Trägerfrequenz herausgefiltert. Danach wird hieraus durch den geeigneten Decodierungsprozess das originäre Signal zurückgewonnen.

Die wichtigsten Codierungstechniken, die für das Trägerfrequenzprinzip bekannt geworden sind, werden wir nun kennen lernen. Theoretische Grundlage für alle diese Konzepte ist die Linearität der Grundgleichungen der Elektrodynamik. Durch sie ist gesichert, dass bei der additiven Überlagerung mehrerer Signale ein Summensignal entsteht, aus dem diese Ausgangssignale ohne Informationsverlust wieder separiert werden können.

14.4.3 Codierungstechniken (-)

(XXX: Der Kopftext des Abschnitts *Codierungstechniken* ist noch nicht verfügbar.)

Amplitudenmodulation (-)

Die einfachste und auch historisch älteste Technik, ein elektronisches Nutzsignal, z.B. eine Musikaufnahme in ein Trägerfrequenzsignal zu codieren, ist die *Amplitudenmodulation.* Hierzu wird das Trägerfrequenzsignal nicht mehr mit konstanter Amplitude abgestrahlt, sondern mit einer sich im Takt des Nutzsignals verändernden Amplitude:

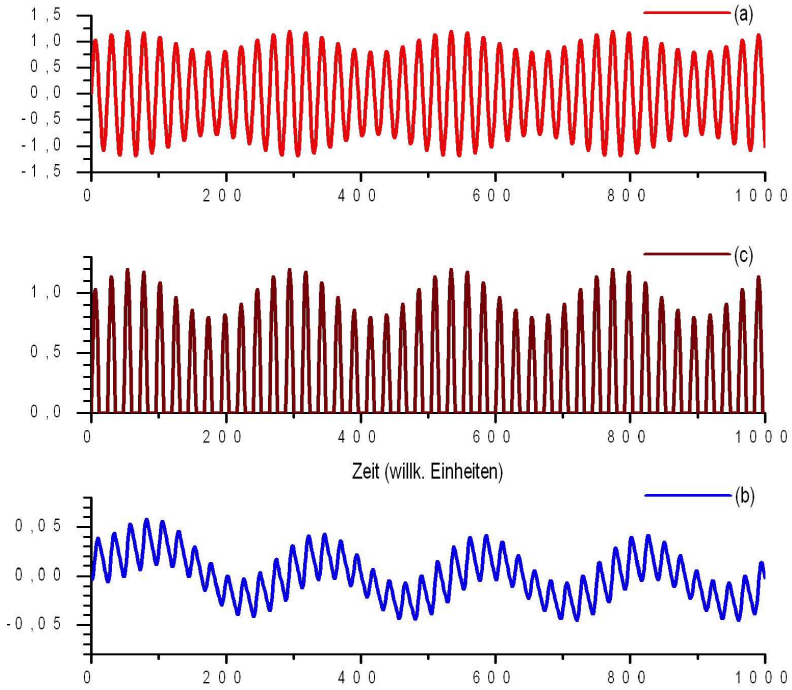

Abb. 50 Das Prinzip der Amplitudenmodulation
(a) amplitudenmoduliertes Trägerfrenzsignal (b) Gleichrichtung des Empfangssignal (c) Signal nach der Siebung

Die Hüllkurve des Trägerfrequenzsignals ist mit dem Nutzsignal identisch, s. hierzu die Abb. 50 (a).

Die technische Umsetzung der Amplituden**modulation** ist eine Aufgabe, die stark verwandt ist zur Amplitudenstabilisierung eines elektronischen Oszillators, s. Abschnitt 14.5.1. Es bietet sich an, auch diese Aufgabe durch den Einsatz eines steuerbaren Widerstands zu lösen. Da nun angestrebt wird, dass der Zusammenhang zwischen dem Steuersignal, jetzt also dem Nutzsignal $U_n(t)$, und dem Hub der Amplitudenmodulation möglichst streng linear ist, wird man eher einen VDR verwenden als einen Photowiderstand. Dann muss an dieser Stufe das Trägerfrequenzsignal deutlich kleiner sein als das Nutzsignal. Wenn wir dann die beiden Signale additiv mischen z.B. über 2 Transistorstufen mit einem VDR als gemeinsamen Kollektorwiderstand, erhalten wir im Ergebnis das gewünschte, durch $U_n(t)$ amplitudenmodulierte Trägerfrequenzsignal:

$$U_{ges}(t) = U_{tr,0} \cdot U_n(t) \cdot \cos(\omega_{tr} \cdot t) \tag{14.208}$$

Mathematisch betrachtet besteht die Amplitudenmodulation darin, die beiden Signale $U_{tr}(t)$ und $U_n(t)$ mit einander zu multiplizieren. Diese Operation ist, wie wir noch des öfteren diskutieren werden (s. z.B. Absatz S. 1901), elektronisch nicht leicht zu realisieren. Eine Realisierungs-Möglichkeit besteht in dem Weg über ein Bauelement mit nicht-linearer Kennlinie. Wir nehmen der Einfachheit halber eine quadratische Kennlinie an,

$$I = Z^* \cdot U^2 \tag{14.209}$$

Wenn wir nun diesem Bauelement eine Addierstufe vorschalten, bei der also das Ausgangssignal gleich der Summe der Eingangsspannungen ist,

$$U_a = U_1 + U_2 \tag{14.210}$$

so erhalten wir insgesamt

$$I = Z^* \cdot (U_1 + U_2)^2 = Z^* \cdot \left(U_1^2 + U_2^2 + 2 \cdot U_1 \cdot U_2\right) \tag{14.211}$$

Wenn es also gelingt, die beiden Terme $Z^* \cdot U_1^2$ und $Z^* \cdot U_2^2$ aus dem Gesamtsignal zu entfernen, ist uns die Operation der Multiplikation gelungen. Wegen der Bedingung

$$\omega_{tr} \gg \omega_n \tag{14.212}$$

gelingt dies immer durch eine geeignete Frequenzfilterung.

Die technische Umsetzung der Demodulation bei dieser Codierungstechnik besteht in einer Gleichrichtung des Signals und einer anschließenden Glättung der hochfrequenten Signalanteile, s. Abb. 50 (b) und (c). In dem in der Abb. 50 wiedergegebenen Beispiel gelingt dieses Vorgehen nur teilweise, da ich als Verhältnis von Trägerfrequenz zur Modulationsfrequenz aus Gründen der visuellen Erkennbarkeit nur der Wert 10 : 1 gewählt habe. Dann aber lässt sich keine Integrationszeit für die Siebung finden, die den Anteil der Trägerfrequenz ausreichend aussiebt, das Informationssignal aber noch nicht signifikant schwächt. In der realen Anwendung dieses Konzeptes beträgt das Frequenzverhältnis jedoch bereits im Falle der Langwellenübertragung (s. Abschnitt 14.8.2) z.B. $\frac{300 \cdot kHz}{1 \cdot kHz} = 100 : 1$.

Wichtigster Nachteil dieser Codierungstechnik ist die Empfindlichkeit gegen Störsignale, die entlang des Übertragungsweges auf das abgestrahlte Signal übertragen werden. Denn jede Amplitudenschwankung dieses Signals, was auch immer dessen Ursache ist, wird ebenfalls als Nutzsignal interpretiert. Der Übertragungsqualität des Nutzsignals sind bei dieser Technik daher enge Grenzen gesetzt. Ein weiterer, bei einigen Anwendungen essentieller Nachteil besteht darin, dass ein großer Anteil der für die Signal-Abstrahlung erforderlichen elektrischen Energie für den nicht modulierten Anteil des Trägerfrequenzsignals aufgewendet werden muss, für den Anteil also, in dem gar keine Information über das eigentlich zu übertragende Nutzsignal steckt.

Frequenzmodulation (-)

Bei dieser Codierungstechnik wird nicht die Amplitude, sondern die **Frequenz** des Trägerfrequenzsignals im Takt des Nutzsignals moduliert, während die Amplitude des Gesamtsignals unmoduliert bleibt, s. Abb. 51. Jetzt besteht ein grundlegender

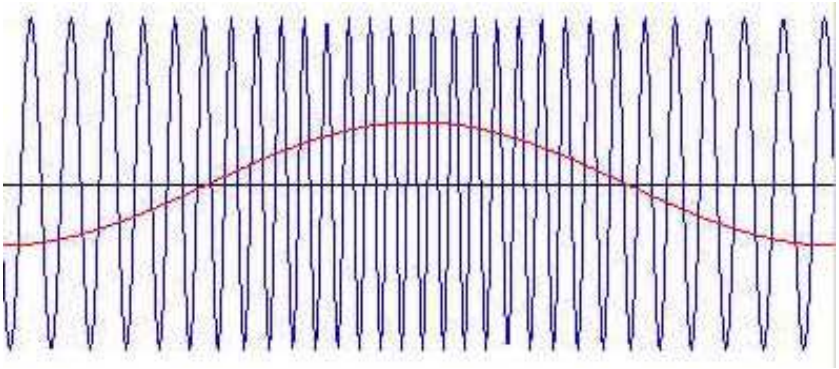

Abb. 51 Mit dem Nutzsignal (rot) frequenzmoduliertes Sendesignal (blau)

Unterschied zwischen dem Nutzsignal und den Störsignalen, die entlang des Übertragungsweges auf das abgestrahlte Signal übertragen werden. Denn Letztere äußern sich in 1. Näherung ausschließlich als Amplitudenmodulationen. Sobald man also im Empfangsgerät die im Eingangssignal vorhandenen Amplitudenschwankungen durch geeignete elektronische Maßnahmen ausgleicht und erst **danach** die Abtrennung des frequenzmodulierten Signals vornimmt, hat man den Einfluss der Störsignale auf das im Empfänger wieder hergestellte Nutzsignal in 1. Näherung vollständig eliminiert. Ein weiterer Vorteil der Frequenzmodulation gegenüber der Amplitudenmodulation ist die bei vergleichbarem technischen Aufwand erreichbare wesentlich höhere Signaldynamik. Der Übergang zur Frequenzmodulation bei der Signalübertragung z.B. von Rundfunksendungen war daher mit einem deutlichen Sprung in der Übertragungs**qualität** verknüpft.

Die technische Umsetzung der Frequenz**modulation** gelingt heute am einfachsten mit Hilfe einer Kapazitätsdiode (s. Absatz S. 1840). Dieses Bauelement stellt einen Kondensator dar, dessen Kapazitätswert durch den Wert der an ihn angelegten Spannung um mehr als den Faktor 10 verändert werden kann. Eine technische Umsetzung der Signalcodierung durch Frequenzmodulation gelingt z.B. mit der in der Abb. 52 wiedergegebenen elektronischen Schaltung: Der Trägerfrequenz-Oszillator besteht aus dem Transistor in Basis-Schaltung (für die hohen Frequenzen liegt die Basis des Transistors auf Erdpotenzial) und dem frequenz-bestimmenden Parallel-Schwingkreis mit den Werten

$$L = 10 \cdot mH \; ; \; C = 50 \cdot pF \tag{14.213}$$

$$\Rightarrow \; f = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 225 \cdot kHz \tag{14.214}$$

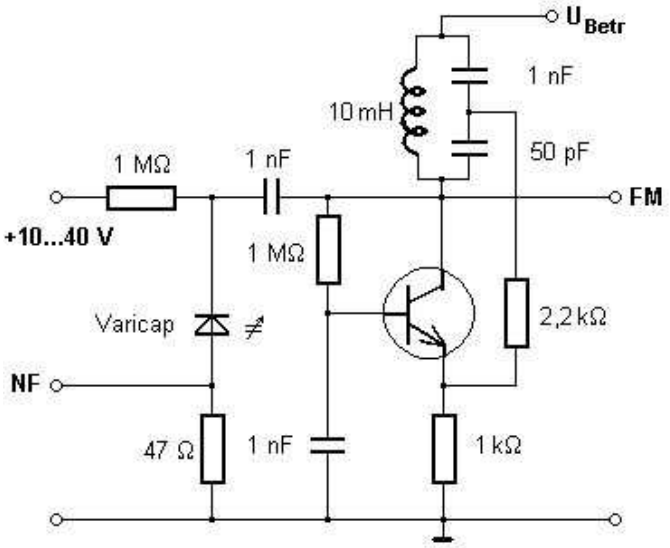

Abb. 52

Die phasengleiche Mitkopplung des Ausgangssignals auf den Emitter des Transistors erfolgt über den Spannungsteiler $(50 \cdot pF/1 \cdot nF)$ und den Einkoppelwiederstand $2,2 \cdot k\Omega$. Die übrigen Schaltelemente dienen zur Einstellung des Gleichspannungszustands der Schaltung. Die Kapazitätsdiode liegt für hohe Frequenzen (der Größenordnung $10 \cdot MHz$) parallel zu dem Schwingkreis. Sie wird über eine zusätzliche externe Spannungsquelle auf mehrere $10 \cdot V$ vorgespannt. Dieser Gleichspannung wird über den als NF bezeichneten Eingang das Nutzsignal $U_n(t)$ additiv überlagert. Hierdurch ändert sich die für den Trägerfrequenz-Oszillator relevante Kapazität der Diode synchron mit dem Signal $U_n(t)$ und damit in gleicher Weise die Frequenz des Oszillators. In der Mitte des annähernd linearen Aussteuerungsbereichs $C = f(U)$ der Kapazitätsdiode, d.h. bei $20 \cdot V$ beträgt die Schwingungsfrequenz dieser Schaltung etwa $120 \cdot kHz$.

Zur technischen Realisierung der **Demodulation** eines FM-Signals gibt es sehr unterschiedliche Konzepte. In der Pionierzeit der Rundfunk-Elektronik war der sog. *Ratiodetektor* weit verbreitet, eine ausgesprochene *Kunstschaltung*. Darunter vestehe ich eine elektronische Schaltung, die eine komplexe Aufgabenstellung mit überraschend wenig Bauelementen (insbesondere mit wenig aktiven Elementen) verwirklicht (s. hierzu auch Abschnitt 14.10.1).

Mit dem Preisverfall der Transistoren und integrierten Halbleiter-Schaltkreise haben sich heute Schaltungen durchgesetzt, die eine Vielzahl aktiver Bauelemente enthalten, aber ein einfacher durchschaubares und insbesondere technisch zuverlässigeres Funktionsprinzip umsetzen. Weit verbreitet ist ein auf der Phasendiskriminierung basierendes Prinzip, das wir im Absatz S. 1916 behandeln werden.

Phasenmodulation (-)

Wir diskutieren nun das Codierungskonzept, das die **Phase** φ des empfangenen Trägerfrequenzsignals als die Information über den aktuellen Wert des Nutzsignals interpretiert. Damit dies möglich ist, muss sowohl in der Sende-Einheit als auch im Empfänger ein periodisches Referenzsignal U_{ref} existieren, dessen Frequenz f_{ref} mit der Trägerfrequenz f_{tr} exakt übereinstimmt. Überdies müssen diese beiden Referenzsignale phasenstarr mit einander gekoppelt sein. Der Einfachheit halber fordern wir, dass sie in ihrer Phase übereinstimmen:

$$U_{ref}^{(S)}(t) = U_{ref,0}^{(S)} \cdot \sin(\omega_{tr} \cdot t + \varphi_0) = a \cdot U_{ref}^{(E)}(t) = a \cdot U_{ref,0}^{(E)} \cdot \sin(\omega_{tr} \cdot t + \varphi_0) \quad (14.215)$$

Das abgestrahlte Trägerfrequenzsignal $U_{tr}^{(S)}(t)$ ist dann gegenüber dem Referenzsignal um eine zeitabhängige Phasendifferenz $\Delta\varphi$ verschoben,

$$U_{tr}^{(S)}(t) = U_{tr,0}^{(S)} \cdot \sin(\omega_{tr} \cdot t + \varphi_0 + \Delta\varphi(t)) \quad (14.216)$$

In dieser Funktion $\Delta\varphi(t)$ ist das Nutzsignal $U_n(t)$ codiert, z.B. gem. der Beziehung

$$U_n(t) = U_{n,0} \cdot \frac{\Delta\varphi(t))}{\pi} \quad (14.217)$$

Die zeitliche Auflösung, mit der die Codierung und Decodierung erfolgen kann, also die obere Grenzfrequenz $f_{n,\max}$, die bei dieser Codierungstechnik noch übertragen werden kann, ergibt sich aus der geforderten Genauigkeit $\frac{\delta U_n}{U_{n,0}}$ und der benutzten Trägerfrequenz f_{tr}. Es gilt

$$XXX \quad (14.218)$$

Wir berechnen an dieser Stelle die aus der Gl. 14.216 folgende momentane Kreisfrequenz $\omega^*(t)$:

$$\omega^*(t) = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{\partial}{\partial t}(\omega_{tr} \cdot t + \varphi_0 + \Delta\varphi(t)) = \omega_{tr} + \frac{d\Delta\varphi(t)}{dt} \quad (14.219)$$

Sobald also die beiden Summanden in dieser Gl. von derselben Größenordnung sind, ist die reale Kreisfrequenz nicht mehr konstant, sondern ändert sich signifikant infolge der Phasenmodulation $\frac{d\Delta\varphi(t)}{dt}$. M.a.W. mit zunehmendem Wert von $\frac{d\Delta\varphi(t)}{dt}$geht die Phasenmodulation stetig in eine Frequenzmodulation über.

Die in der Gl. 14.215 geforderte phasenstarre Kopplung der beiden Referenzsignale in Sender und Empfänger stellt für die technische Umsetzung ein ernstes Problem dar. In vielen Fällen hilft man sich damit, dass man nur Nutzsignale $U_n(t)$ zulässt, die keinen Gleichspannungsanteil enthalten. D.h. man fordert, dass

$$\int\limits_{T \gg (f_{tr})^{-1}} U_n(t) \cdot dt \ll U_{n,0} \quad (14.220)$$

Dann kann man den Phasenabgleich im Empfänger über einen Regelkreis ausführen, der dafür sorgt, dass diese Bedingung auch für das wieder hergestellte Nutzsignal im Empfänger gilt.

(XXX: Der die technische Realisierung dieser Codierungstechnik beschreibende Text ist noch nicht verfügbar.)

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

Die Quadratur/Amplitudenmodulation (-)

Wir behandeln nun ein Codierungskonzept, mit dem auf ein einzelnes Trägerfrequenzsignal nicht nur 1 Nutzsignal aufcodiert wird sondern 2. Zu diesem Zweck erzeugen wir 2 Trägerfrequenzsignale, die mit einander streng phasenkorreliert sind und um $\frac{\pi}{2}$ gegen einander verschoben. Wenn wir das 1. Signal in der Form

$$U_{tr}^{(1)} = U_{tr,0} \cdot \cos(\omega \cdot t) \tag{14.221}$$

darstellen, erhält demnach das 2. Signal die Form

$$U_{tr}^{(2)} = U_{tr,0} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) \tag{14.222}$$

Wie wir wissen, sind diese beiden Funktionen im Raum der $\left(\frac{2 \cdot \pi}{\omega}\right)$-periodischen Funktionen linear unabhängig. Wir können sie also addieren und danach wieder in diese beiden Terme 14.221 und 14.222 zerlegen. Damit diese Zerlegung eindeutig definiert ist, muss der Nullpunkt der Phase φ dieser harmonischen Funktionen wohl definiert sein. Hierzu benötigen wir wieder am Ort der Demodulation ein zum Trägerfrequenzsignal synchrones, phasenstarr mit ihm verknüpftes Referenzsignal $U_{ref}(t)$.

Diese Eigenschaft, eindeutig in die Ausgangsterme zerlegbar zu sein, bleibt auch erhalten, wenn wir jedes dieser Signale für sich genommen mit einer Funktion $U_n^{(1)}(t)$ bzw. $U_n^{(2)}(t)$ amplitudenmodulieren. Beide Nutzsignale $U_n^{(1)}(t)$ und $U_n^{(2)}(t)$ lassen sich im Anschluss an eine analoge Signalübertragung des Trägerfrequenzsignals durch eine geeignete Demodulationstechnik wiedergewinnen. Dieses Codierungsverfahren wird heute allgemein als **Q***uadratur/***A***mplitudenmodulation* (QAM) bezeichnet, eine aus meiner Sicht zumindest didaktisch nicht besonders gelungene Begriffsbildung. Diese Codierungstechnik bietet sich insbesondere für die Übertragung von 2-dimensionalen zeitabhängigen Größen an, z.B. einer komplexwertigen Größe. Das Signal, das ein Schwarz/Weiß-Bildsignal zu einem Farbbildsignal vervollständigt, z.B. in der Codierung (Farbsättigung s; Farbton h) (s. Abschnitt 11.14.3) ist ein wohlbekanntes Beispiel, bei dem die QAM-Codierung häufig eingesetzt wird, s. Abschnitt 14.8.3.

Wir wenden uns nun der technischen Umsetzung der Demodulation zu.

(XXX: Der weitere Text des Absatzes *Die Quadratur/Amplitudenmodulation* ist noch nicht verfügbar.)

(XXX: Der weitere Text des Kapitels *Analoge Signalübertragung* ist noch nicht verfügbar.)

14.5 Rückgekoppelte elektronische Systeme (*)

Die Besonderheiten eines rückgekoppelten Systems haben wir bereits mehrfach diskutiert, in seiner allgemeinen Struktur im Abschnitt 2.6.2. Als konkrete Beispiele haben wir insbesondere einige thermodynamische rückgekoppelte Systeme behandelt. 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 S. 972 bzw. S. 982). 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 dieselben Verhaltensweisen zeigen, die auch bei den oben zitierten sehr komplexen realen Systemen auftreten, 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 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,

$$\exists\, T \text{ mit: } U_a(t + n \cdot T) = U_a(t) \;\; ; \;\; \forall\, t,\; n = 1, 2,\; ... \tag{14.223}$$

s. auch die im Abschnitt 3.2.3 geführte Diskussion über periodische mechanische Bewegungen sowie den Absatz *Der harmonische Oszillato*r ab S. 316. Wir wollen an dieser Stelle die Diskussion auf *harmonische* Oszillatoren beschränken, für die also gilt:

$$U_a(t) = U_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi) \tag{14.224}$$

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. 14.224 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

$$\Gamma = 1 \tag{14.225}$$

erfüllt, und zwar nach Betrag **und** Phase! Wenn wir nämlich in einem Gedankenexperiment das stationäre periodische Signal gem. Gl. 14.224 in einzelne Wellenpakete aufteilen, die sich nahtlos an einander reihen, dann aber unabhängig von einander 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 14.225 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. 14.225 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

$$U_0(t) = \int\limits_{t^*=t-\frac{2\cdot\pi}{\omega}}^{t} U_a(t^*)\cdot dt^* \tag{14.226}$$

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

$$U_0^{(\tau)}(t) = \int\limits_{t^*=t-\tau}^{t} U_a(t^*)\cdot dt^* \quad ; \quad \tau \gg \frac{2\cdot\pi}{\omega} \tag{14.227}$$

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

$$\left(\frac{\partial\,|\Gamma|\,(U_0^{(\tau)},\omega)}{\partial U_0^{(\tau)}}\right)_{U_0,\omega_0} < 0 \tag{14.228}$$

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,

$$\frac{\partial\varphi(U_0^{(\tau)},\omega)}{\partial\omega} < 0 \tag{14.229}$$

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, nur für den **eingeschwungenen** Zustand, also für Zeiten $\tau \gg \frac{2\cdot\pi}{\omega}$ 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. 53. Anstelle der auch

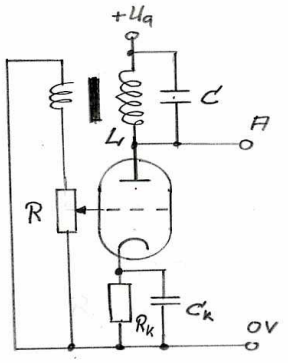

Abb. 53 Prinzipskizze eines Meissner-Oszillators

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 Wechselspannungssignal durch C_k aufgehoben. Wir werden nun diskutieren, auf welche Weise diese Schaltung die Gl. 14.225, 14.228 und 14.229 erfüllt.

Eine Röhren-Verstärkerstufe in Kathoden-Basisschaltung (und genauso eine Transistorstufe in Emitterbasisschaltung) erzeugt zwischen Ausgang und Eingang eine Phasendifferenz von π. Um also die Gl. 14.225 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. 53 das als Spannungsteiler geschaltete Potentiometer R eingezeichnet. Die Bedingung 14.229 wird durch den Schwingkreis erfüllt. Wodurch die Bedingung 14.228 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 ein solcher vorhanden ist), 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

$$|\Gamma(U \ll U_{\text{stat}})| \gtrsim 1 \tag{14.230}$$

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 14.228 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 ausgesteuert, 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 14.228 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 $\tau \gg \frac{2\cdot\pi}{\omega}$ gemittelten Wertes entsprechend der bereits im Anfang dieses Abschnitts getroffenen Definition 14.227. 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 **n**egativem **T**emperatur**k**oeffizienten. 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 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.

Der Leser wird die Erfahrung machen, dass viele technische Realisierungen einer elektronischen Oszillatorschaltung keine Baugruppe enthalten, die die Bedin-

gung 14.228 explizite sicherstellt. Nach meiner Einschätzung müssen alle diese Schaltungen als sog. *Kunstschaltungen* eingestuft werden mit allen ihren typischen Nachteilen, s. hierzu Abschnitt 14.10.1. Der um eine verlässliche Funktion seiner Elektronik bemühte Industrie- oder Forschungs-Elektroniker sollte daher von solchen Schaltungen nach Möglichkeit Abstand nehemen.

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. die bereits aus dem Absatz S. 14.3.3 bekannte Wien-Brücke. Diese hat bei ihrer Resonanzfrequenz die Phasenverschiebung 0, so dass in jedem Fall die Verstärkungseinheit aus einer geraden Anzahl von Stufen bestehen muss. Man kann sich aber auch für eine 3-stufige Kette von RC-Gliedern entscheiden, die bei der gewünschten Frequenz ω jede für sich eine Phasenverschiebung von $\frac{\pi}{3}$ erzeugen, insgesamt also eine Phasenverschiebung von π. Dann wird eine Verstärkungseinheit aus einer ungeraden Anzahl von Stufen benögt. I.a. genügt dann ein 1-stufiger Verstärker.

Die Abb. 54 zeigt ein derartiges Schaltungsbeispiel eines sog. *RC-Oszillators*. Die bei dieser Schaltung für eine saubere Sinusschwingung **unverzichtbare** Ampli-

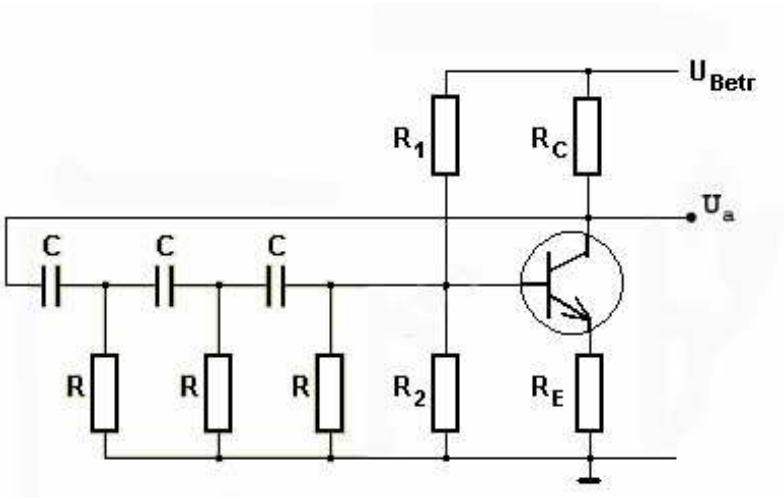

Abb. 54 Prinzipskizze eines RC-Oszillators

tuden-Regelung (s.o.) ist in dieser Abb. noch nicht eingezeichnet. Sie kann z.B. aus einer Baugruppe gem. Abb. 14 bestehen.

14.5.2 Der Operationsverstärker (*)

Der Operationsverstärker ist eine sehr universell einsetzbare und auch extrem häufig benutzte Baugruppe der modernen 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, nämlich

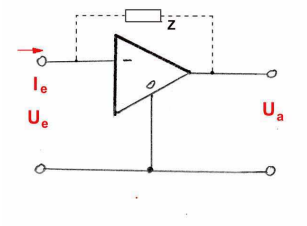

Abb. 55 Schaltungsprinzip eines Operationsverstärkers

einen elektronischen Dreipol (Abb. 55) mit den Eigenschaften

$$U_a = -V \cdot U_e \quad V \gg 1 \tag{14.231}$$

$$I_e \approx 0 \tag{14.232}$$

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

$$|U_a| < U_{\max} \tag{14.233}$$

gilt daher zusätzlich zur Gl. 14.232 auch die Beziehung

$$U_e \approx 0 \tag{14.234}$$

In vielen Fällen besitzt der Operationsverstärker neben dem bisher betrachteten invertierenden Eingang auch noch einen nicht invertierenden Eingang (Abb. 56). Die der Gl. 14.231 entsprechende Beziehung lautet nun

$$U_a = -V \cdot (U_e^{(-)} - U_e^{(+)}) \quad V \gg 1 \tag{14.235}$$

und die Gl. 14.232 wird zu

$$\begin{aligned} I_e^{(-)} &\approx 0 \\ I_e^{(+)} &\approx 0 \end{aligned} \tag{14.236}$$

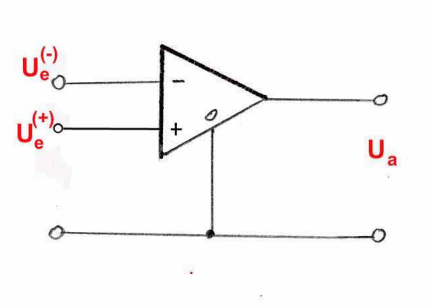

Abb. 56 Schaltungsprinzip eines Operationsverstärkers mit einem invertierenden und einem nicht invertierenden Eingang

Operationsverstärker werden praktisch niemals in ihrem originalen Aufbau, also *offen* benutzt, sondern immer in einer Schaltung, bei der der Ausgang über einen Zweipol mit dem invertierenden Eingang verbunden ist, s. wieder Abb. 56. 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. 14.225) 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. 14.232 und 14.234 bzw. 14.235 und 14.236 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. 57), bei dem die Eingangsspannung über einen reellen Widerstand R_e auf den

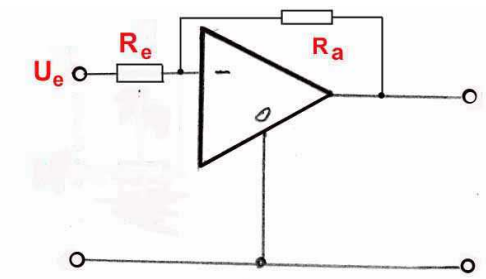

Abb. 57 Schaltungsprinzip eines als Spannungsverstärker geschalteten Operationsverstärkers

invertierenden Eingang gegeben wird und der Ausgang über einen ebenfalls reellen Widerstand R_a mit dem invertierenden Eingang verbunden ist. Die Gl. 14.232 lautet dann

$$\frac{U_e}{R_e} + \frac{U_a}{R_a} = 0 \Rightarrow -\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_a}{R_e} \tag{14.237}$$

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,

$$I = I_0 \cdot \log \frac{U}{U_0} \tag{14.238}$$

so wird die Schaltung zu einem *logarithmischen Verstärker*,

$$U_a = U_a^{(0)} \cdot \log \frac{U_e}{U_e^{(0)}} \tag{14.239}$$

Eine naheliegende Erweiterung des Spannungsverstärkers nach Abb. 57 ist der Verstärker mit programmierbarer, z.B. dekadisch abgestufter Verstärkung gem. Abb. 58.Die in dieser Skizze gezeichneten Kontakte sind i.a. Analogschalter, die von einer Digitallogik her geschaltet werden. Derartige programmierbare Verstärker sind heute als funktionsfähige Module kommerziell verfügbar.

Entfernt man in der Schaltung gem. Abb. 57 den Widerstand R_e, so erzwingt der Operationsverstärker die Eingangsspannung $U_e = 0$, d.h. das an den Eingang

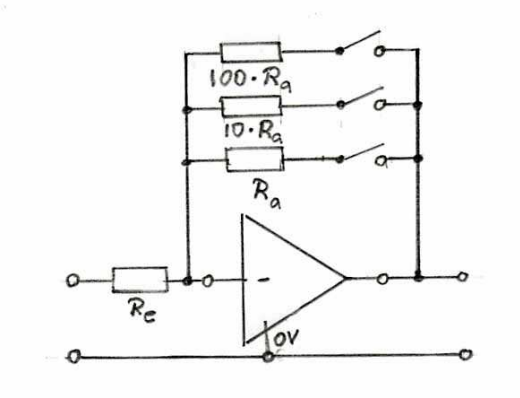

Abb. 58 Schaltskizze eines Spannungsverstärkers mit programmierbarer dekadisch abgestufter Verstärkung

geführte Signal wird kurzgeschlossen. Die Gl. 14.232 wird zu

$$I_e + \frac{U_a}{R_a} = 0 \Rightarrow -U_a = R_a \cdot I_e \tag{14.240}$$

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 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. 57 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. 59), so bildet sie nun einen *Summierer* für die n analogen Signale $U_e^{(1)}$ bis $U_e^{(n)}$,

$$-U_a = \sum_{i=1}^{n} U_e^{(i)} \cdot \frac{R_a}{R_{ei}} \tag{14.241}$$

wobei die Summierung mit den Gewichtsfaktoren

$$g_i = \frac{R_a}{R_e^{(i)}} \tag{14.242}$$

[§]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.

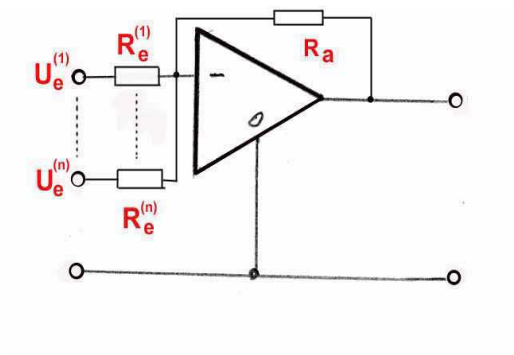

Abb. 59 Schaltungsprinzip eines Spannungsverstaerkers mit n Eingaengen

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

Tauscht man im Rückkopplungszweig den Widerstand gegen einen Kondensator C aus (Abb. 60), so wird Gl. 14.232 zu

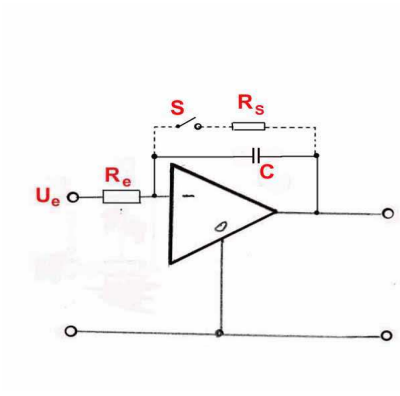

Abb. 60 Schaltungsprinzip eines Integrators

$$\frac{U_e}{R_e} + C \cdot \frac{dU_a}{dt} = 0 \tag{14.243}$$

und nach Integration über die Zeit t erhält man

$$-U_a(t) = -U_a(t=0) + \frac{1}{R_e \cdot C} \cdot \int_{t'=0}^{t'=t} U_e(t') \cdot dt' \tag{14.244}$$

Die Schaltung nach Abb. 60 bildet also einen *Integrator* für das analoge Signal $U_e(t)$. Wie die Gl. 14.244 bereits ausdrückt, ist der Wert der Ausgangsspannung $U_a(t)$ außer

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 (zwangsweise, 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. 60 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. 57 den Eingangswiderstand gegen einen Kondensator C_e aus (Abb. 61), so gilt

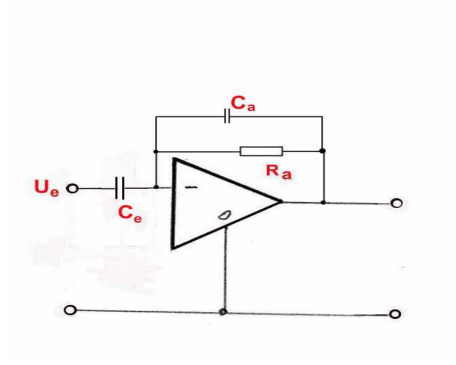

Abb. 61 Schaltungsprinzip eines Differenzierelementes

$$C_e \cdot \frac{dU_e}{dt} + \frac{U_a}{R_a} = 0 \Rightarrow -U_a = R_a \cdot C_e \cdot \frac{dU_e}{dt} \tag{14.245}$$

d.h. die Schaltung nach Abb. 61 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 ansteigt,

$$U_e(t) = U_{e,0} \cdot \sin(\omega \cdot t) \Rightarrow -U_a(t) = U_{e,0} \cdot R_a \cdot C_e \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) \tag{14.246}$$

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. 61 bereits eingezeichneten Kondensator C_a parallel zum Rückkopplungswiderstand R_a. Die obere Grenzfrequenz dieser Schaltung ist dann von der Größenordnung

$$f_{\max} \sim \frac{1}{R_a \cdot C_a} \tag{14.247}$$

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 Gesamtrauschen des aktiven Signals reduziert, s. Gl. 14.207. 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 ist diese Maßnahme wegen der sonst besonders hohen Eingangs-Impedanz der Schaltung jedoch 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

$$U_a = \prod_{i=1}^{n} c_i \cdot U_i \tag{14.248}$$

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

$$A^* = c \cdot (E_1 + E_2)^2 = c \cdot \left(E_1^2 + E_2^2 + 2 \cdot E_1 \cdot E_2\right) \tag{14.249}$$

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 sehr begrenzte Rechengenauigkeit von einigen % des m:aximalen Signalwertes.

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** (zu große Signale am Ausgang einer Stufe) und von **Untersteuerungen** (zu kleine Signale am Eingang einer Stufe) 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

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. Dieser Abschnitt soll eine erste Orientierung bei der Aneignung dieser Kenntnisse geben.

Im übrigen können uns die Konzepte der Regelungstechnik bei der Diskussion anderer rückgekoppelter Systeme z.B. in der Thermodynamik und der Lasertechnik gute Dienste leisten. Auch in der Biologie und in der wissenschaftlichen Theorie der Volkswirtschaft (s. hierzu auch Absatz S. 1969) bildet die Wissenschaft rückgekoppelter Systeme das Rückgrat dieser Disziplinen. Als fach-übergreifende Bezeichnung dieser Theorie hat sich auch im deutschsprachigen Raum das Wort *Kybernetik* (engl. *cybernetics*, Regelungstechnik, Kunstwort, abgeleitet von $\kappa\mu\beta\varepsilon\rho\nu\eta\tau\eta\varsigma$ (griech.) der Steuermann) durchgesetzt.

Als weiterführende Literatur zur Regelungstechnik empfehle ich [6].

Grundbegriffe der Regelungstechnik (*)

Jedes regelungstechnische Gesamtsystem hat die in der Abb. 62 wiedergegebene Struktur: Der Zustand des betrachteten physikalischen Systems wird (zusammen mit

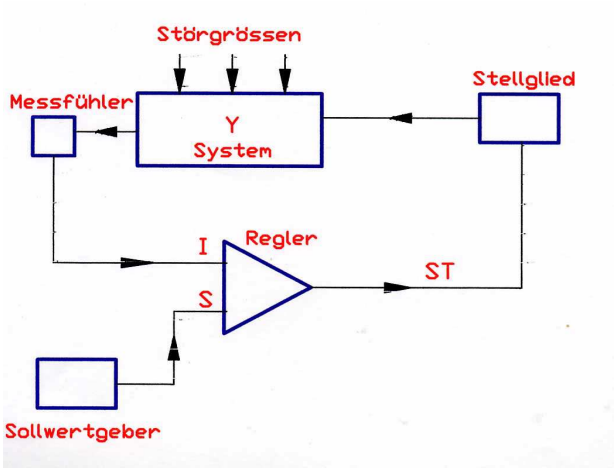

Abb. 62 Grundstruktur eines Regelungssystems

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. 1912. Bei regelungstechnischen Systemen gilt im Arbeitsbereich immer

$$\chi(\omega) < 0 \tag{14.250}$$

während bei einem Oszillator der Schwingungsfrequenz ω_0 die Bedingung

$$\chi(\omega_0) = 1 \tag{14.251}$$

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. 63 wiedergegebenen Wasserstands-

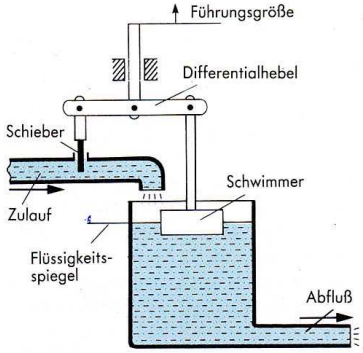

Abb. 63 Niveauregelung im WC-Spülkasten

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 Autobahnauffahrt 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.) sind 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, auf die übrigen ebenfalls auf seiner Strecke fahrenden Verkehrsteilnehmer in gebührender Weise achtet und auch 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 (**g***lobal* ***p****ositioning* ***s****ystem*) (s. Unterabsatz S. 382) und der Information über das Verhalten der übrigen Verkehrsteilnehmer (diese Sensoren und Informationsnetze 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 zugängig 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 (s. Unterabsatz S. 1912), 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

$$A_i = f(E_i) \tag{14.252}$$

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,

$$A_i(\omega) = \chi_i(\omega) \cdot E_i(\omega) \tag{14.253}$$

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 Übertra-

gungsfunktion

$$\chi_G(\omega) = \prod_{i=1}^{k} \chi_i(\omega) \tag{14.254}$$

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

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

$$\chi_i(\omega) = c \in \mathbb{R}^1 \tag{14.255}$$

Es gilt also

$$A_i(t) = c \cdot E_i(t) \tag{14.256}$$

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

$$\chi_i(\omega) = c \cdot i \cdot \omega \tag{14.257}$$

Es gilt also

$$A_i(t) = c \cdot \int_{t'=-\infty}^{t'=t} E_i(t') \cdot dt' \tag{14.258}$$

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

$$\Phi(t) = c \cdot \int_{t'=-\infty}^{t'=t} U(t') \cdot dt' \tag{14.259}$$

.

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

$$\chi_i(\omega) = -c \cdot i \cdot \omega \tag{14.260}$$

und es gilt

$$A_i(t) = c \cdot \frac{dE_i(t)}{dt} \tag{14.261}$$

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

$$\chi(\omega) = \prod_{i=1}^{n} \chi_i(\omega) \tag{14.262}$$

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 Abfall 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,

$$\chi(\omega) \in \mathbb{R}^1 \Rightarrow \chi(\omega) < 1 \tag{14.263}$$

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. 4.87 und 4.88) zusätzliche unerwünschte Phasenverschiebungen des Signals. Um sicher zu stellen, dass die Bedingung 14.263 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 ist daher meist deutlich kleiner als die nominelle Grenzfrequenz ihrer einzelnen Komponenten.

Kaskadierte Regelungssysteme (*)

In vielen technischen Anlagen hat das Regelungssystem nicht die einfache in Abb. 62 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. 64 in einem konkreten Beispiel dargestellt ist. Dieses Regelungssystem 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

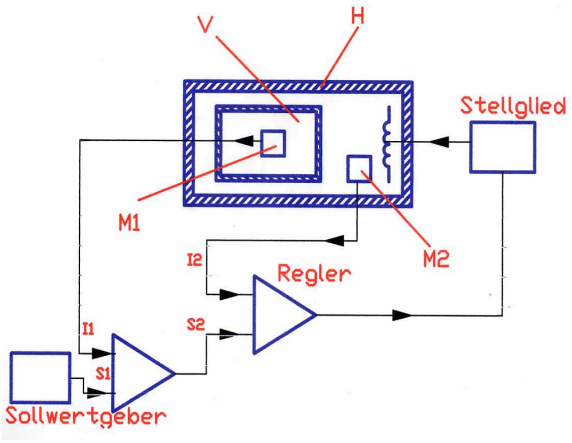

Abb. 64 Beispiel eines 2-fach kaskadierten Regelungssystems

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 eines 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. 64) 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 im Unterabsatz S. 1912 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.

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. 65 wiedergegeben. Die von den Transistoren T_1 und T_2 gebildete Kaskade ist eine Konstantstromquelle, deren Ausgangsstrom sich auf den Basistrom des Längstransistors T_4 und den Kollektorstrom des Transistors T_3 aufteilt. Der am Grundlastwiderstand R_4 anliegende Istwert der aktuellen Ausgangsspannung wird durch den Transistor T_3 mit der von der Zenerdiode generierten Referenzspannung (zzgl. der Basis-Emitterspannung) verglichen. Hierdurch wird der Transistor T_3 mehr oder weniger aufgesteuert und so der o.a. Konstantstrom mehr oder weniger auf die Basis von T_4 gelenkt. T_4 bildet also das Stellglied des Regelkreises. Auf diese Weise stellt sich an T_4 zu jedem Zeitpunkt ein Spannungsabfall ein derart, dass der Spannungswert dahinter zeitlich konstant und identisch mit dem geforderten Wert ist. Zur Verbesserung des Stabilisierungsverhaltens erfolgt die Spannungsversorgung der Konstantspannungsquelle bereits von der geregelten Seite.

Dem Regler dieses Systems gibt man häufig ein reines Proportionalverhalten, obwohl auch die Strecke ein reines P-Glied darstellt. Zur weiteren Optimierung der Schaltung kann man jedoch den Regler ohne Probleme mit einem P-I-Verhalten versehen. In der Praxis ist die Spannungs-Konstanz eines derartigen Spannungsreg-

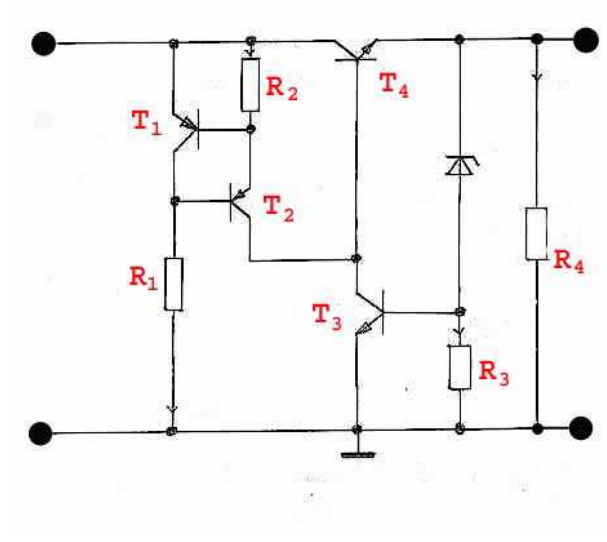

Abb. 65 Schaltskizze eines elektronischen Spannungsreglers

lers überwiegend durch die Konstantspannungsquelle vorgegeben.

Spannungsregler sind heute als integrierte Schaltkreise verfügbar, die zur Funktionalität nur noch um die leistungsstarken Bauelemente (i.a. Leistungstransistor T_4 und ein zusätzlicher, parallel zum Spannungsausgang liegender Siebkondensator) ergänzt werden müssen.

Der Phase-Locked Loop (PLL) (-/-)

(XXX: Der Text des Absatzes *Der Phase-Locked Loop* ist noch nicht verfügbar.)

14.6 Digitale Signalverarbeitung (-)

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

$$-10 \cdot V \leq U \leq +10 \cdot V \tag{14.264}$$

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 eineindeutig eine Zahl zugeordnet. Im einfachsten und nach meiner Kenntnis bis heute 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. Aus der Schreibweise

$$R = R_0 \cdot 10^0 + R_1 \cdot 10^1 + R_2 \cdot 10^2 + R_3 \cdot 10^3 + \ ...; 0 \leqq R_i \leqq 9 \tag{14.265}$$

wird dann die Schreibweise

$$R = R_0 \cdot 2^0 + R_1 \cdot 2^1 + R_2 \cdot 2^2 + R_3 \cdot 2^3 + \ ...; 0 \leqq R_i \leqq 1 \tag{14.266}$$

Ich nenne hierzu ein Beispiel:

$$R = 5692 = 101100011110 \tag{14.267}$$

Der entscheidende Vorteil der digitalen Signalverarbeitung besteht in der weitgehenden Beseitigung der Rauschproblematik: 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). Z.B. ist im Fall der sog. TTL-Logik die Zuordnung zwischen der Spannung U und den Zuständen H und L durch die Vorschrift

$$2,0 \cdot V \ \leq \ U \leq 5 \cdot V \quad \rightarrow H \tag{14.268}$$

$$0 \cdot V \ \leq \ U \leq 0,8 \cdot V \rightarrow L \tag{14.269}$$

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 und im Zuge dieses langjährigen Einsatz auch ständig verbessert wurden. Lediglich bei der Signaleingabe und -ausgabe kann auf sie in den meisten Fällen (noch) nicht verzichtet werden.

Digitale Signalcodierung und -verarbeitung bedeutet immer Arbeit im Zeitbereich. Zumindest ist mir eine kommerziell genutzte Codierung 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. **s**peicher**p**rogrammierbaren **S**teuerung 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 $\lambda o\gamma\iota\kappa\varepsilon$ (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.

[¶]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.

Die wichtigsten Junktoren (*)

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

A	B	$A \wedge B$
w	w	w
w	f	f
f	w	f
f	f	f

A	B	$A \vee B$
w	w	w
w	f	w
f	w	w
f	f	f

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

A	B	$A \Leftrightarrow B$
w	w	w
w	f	f
f	w	f
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)).

Theorem 199 *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	$A \mid B$
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,

$$\overline{(\overline{A})} \Leftrightarrow A \tag{14.270}$$

$$A \wedge (B \wedge C) \Leftrightarrow (A \wedge B) \wedge C \tag{14.271}$$

$$A \wedge (B \vee C) \Leftrightarrow (A \wedge B) \vee (A \wedge C) \tag{14.272}$$

$$A \vee (B \wedge C) \Leftrightarrow (A \vee B) \wedge (A \vee C) \tag{14.273}$$

$$\overline{(A \wedge B)} \Leftrightarrow \overline{A} \vee \overline{B} \tag{14.274}$$

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. 14.274:

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 codiert 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. 14.270 bis 14.274. 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. 66

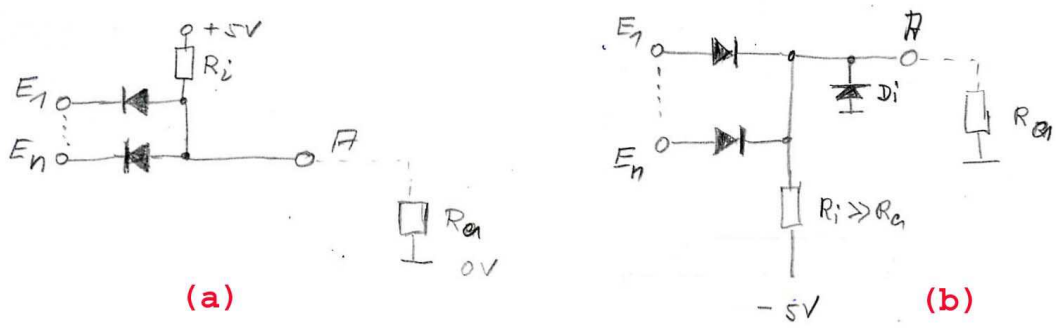

Abb. 66 Schaltbild eines mit Dioden aufgebauten UND-Gatters (a) und eines Oder-Gatters (b).

(a) zeigt ein UND-Gatter und die Abb. 66 (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. 66 (a)) setzen wir voraus, dass

$$R_i \ll R_a \tag{14.275}$$

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. 66 (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. 66 (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. 67. Wieder muss zum korrekten Verständnis der Funktionsweise dieser Schaltung der Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe mit bedacht werden, der in Abb. 67 mit R_a

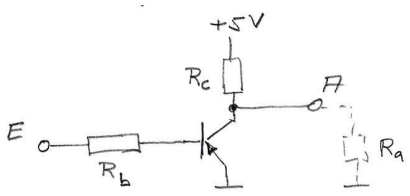

Abb. 67 Prinzipschaltbild eines Inverters

bezeichnet ist. Solange die Bedingung

$$\frac{R_c}{R_b} < \beta \tag{14.276}$$
$$\beta \quad : \quad \text{Stromverstärkung des Transistors}$$

erfüllt ist, gilt

$$U_e < U_{be}^{(0)} \Rightarrow U_a = 5 \cdot V \cdot \frac{R_a}{R_c + R_a} \tag{14.277}$$
$$U_e \cong 5 \cdot V \Rightarrow U_a \approx U_{ce}^{(0)} \tag{14.278}$$

(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. 14.268 definierten Bereichs liegt, erzeugt die Schaltung dennoch am Ausgang den durch Gl. 14.278 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:

$$H \rightarrow L \Leftrightarrow U_e > U_t^{(1)} \tag{14.279}$$
$$L \rightarrow H \Leftrightarrow U_e < U_t^{(2)} \tag{14.280}$$
$$U_t^{(1)} \gtrsim U_t^{(2)} \tag{14.281}$$

Die Bedingung 14.281 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 der Ausgang nicht mehrfach hintereinander zwischen den beiden Zuständen hin und her kippt, sondern **genau einmal** schaltet. Und dieses jitterfreie Schaltverhalten muss erhalten bleiben, selbst wenn das Eingangssignal leicht verrauscht ist. 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. 68. Die Funktion dieser

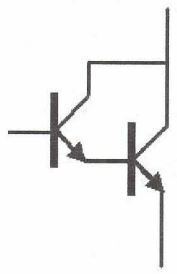

Abb. 68 Aufbau eines Darlington-Transistors

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

$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2 \tag{14.282}$$

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. Diese 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. 69 zeigt ein typisches Schaltbild eines Multivibrators auf Basis von npn-Transistoren, das für alle diese Varianten gültig ist.Sind beide Rückkopplungs-

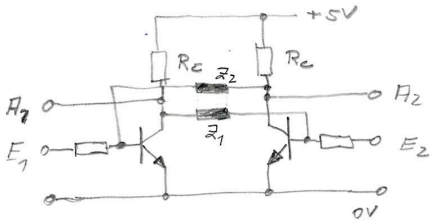

Abb. 69 Schaltungsprinzip eines Multivibrators

impedanzen reell,

$$Z_1 = R_1 \quad ; \quad Z_2 = R_2 \tag{14.283}$$

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

$$Z_1 = R_1 \quad ; \quad Z_2 = \frac{1}{i \cdot \omega \cdot C_2} \tag{14.284}$$

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

$$\tau \sim R_c \cdot C_2 \tag{14.285}$$

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

$$f \sim \frac{1}{R_{c,1} \cdot C_1 + R_{c,2} \cdot C_2} \tag{14.286}$$

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. 70.Dieser ist unsymmetrisch

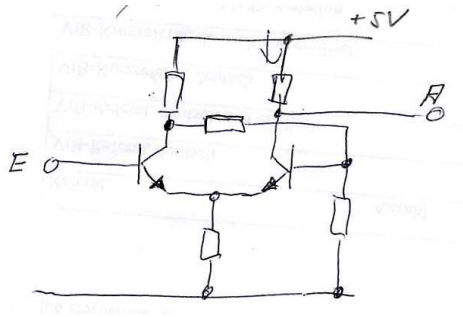

Abb. 70 Schaltungsprinzip eines Schmitt-Triggers

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 umfachreichen 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.

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

$$(\text{Auto vor der Garagen-Einfahrt}) \wedge \big(\text{Öffnung des Tors mit korrektem Sicherheits-Code angeforo}$$
$$\wedge\overline{(\text{Hindernis zwischen den Torpfosten})}$$

Sobald dieses Signal erkannt wird, wechselt die Steuerung in den Zustand (Tor öffnen). In diesem Zustand löst die Steuerung den Befehl (Öffnungsmotor betätigen) aus. 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) in den Zustand (P1) oder (P2).

Befindet sich die Steuerung im Zustand (P2), wartet sie auf das Signal

$$(\text{kein Hindernis vor der Garagen-Einfahrt}) \wedge \big(\text{Öffnung des Tors mit korrektem Sicherheits-Cod}$$
$$\wedge\overline{(\text{Hindernis zwischen den Torpfosten})}$$

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. 71 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.

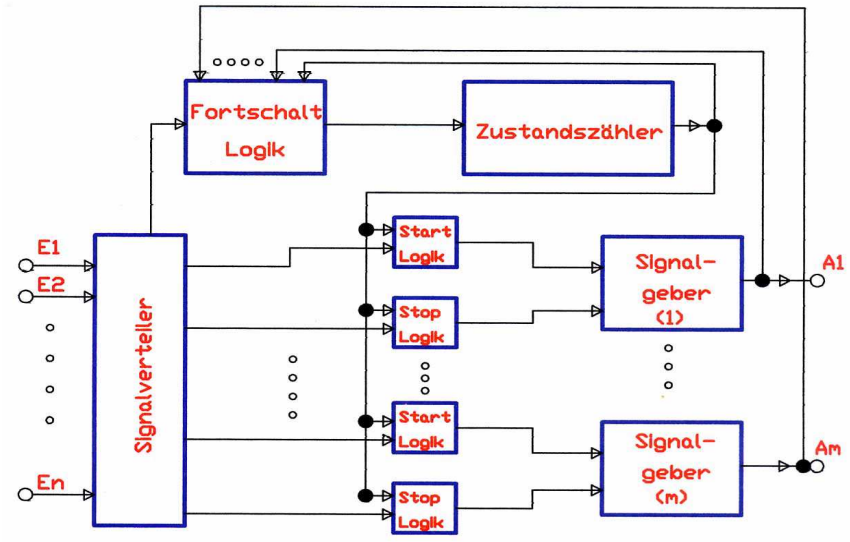

Abb. 71 Grundstruktur eines elektronischen Steuergerätes

Historisch betrachtet waren die ersten kommerziellen Steuergeräte nach genau diesem Konzept aufgebaut, zunächst vorzugsweise in Relaistechnik, 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 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 nur gelegentlich und zufällig, oder häufig und in einer gewissen Regelmäßigkeit, nämlich 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 Rechenanlage 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

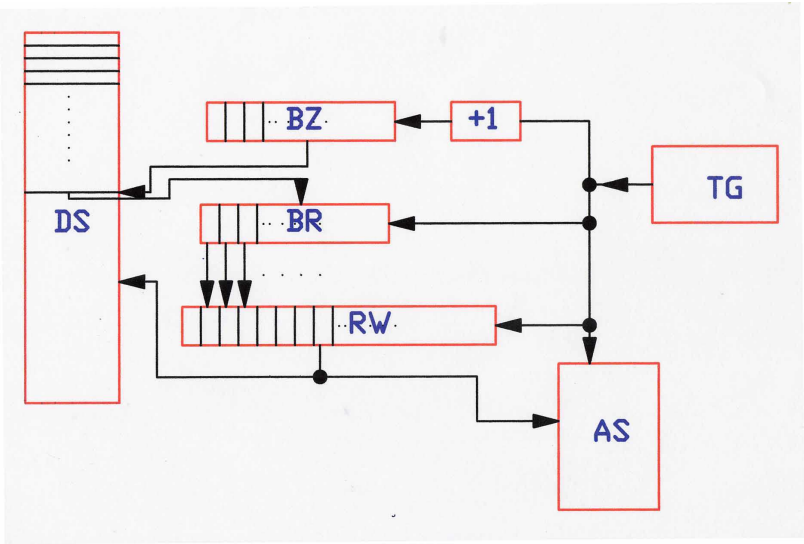

Abb. 72 Prinzip-Schema eines Digitalrechners
DS: Datenspeicher RW: Rechenwerk BR: Befehlsregister BZ: Befehls-Rählregister
+1: (+1)-Addierer AS: Arbeitspeicher TG: Taktgenerator

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 der von Karl Zuse erbrachten 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. Dieses Prinzip werden wir nun kennenlernen, s. Abb. 72. Die 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 $8 \cdot Bit$ oder $1 \cdot Byte$, oder aus einem Vielfachen dieser $8 \cdot Bit$. 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. 72 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* codiert 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 bereits 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 *Maschinensprache* bezeichnet.

Interessanterweise haben sich während des 2. Weltkrieges die Militärstrategen beider Seiten für diese Technik nicht sonderlich 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. **fl**oating point **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 Programmiertechnik, der sog. *Software*. Man erkannte sehr früh, dass es absolut unökonomisch ist, konkrete Aufgabenstellungen mit Hilfe eines Digitalrechners dadurch 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 Ansteuereinheiten 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 **D**igital **E**quipment **C**orporation (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 (**H**ewlett-**P**ackard **I**nterface-**B**us), 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 Codierung, einige wenige für alle Steckkarten gemeinsame Leitungen. Jede Steckkarte 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 (-)

In der Einleitung zum Kapitel 14.6 (*Digitale Signalverarbeitung*) habe ich als entscheidenden Vorteil der Digitaltechnik herausgestellt, dass bei der Signalübertragung, und ebenso bei deren Einschreiben in einen Datenspeicher, verbunden mit dem anschließende Wiederauslesen aus diesem Speicher, im Gegensatz zur Analogtechnik **keinerlei** Informationsverlust auftritt, so dass dieser Vorgang beliebig oft und ohne Qualitätsverlust wiederholt werden kann. Ich muss nun diese Behauptung etwas relativieren, jedoch ohne dass hierdurch der generelle Vorteil der Digitaltechnik in Frage gestellt werden wird.

Auch in einem elektronischen Schaltkreis der Digitaltechnik tritt Rauschen auf. Dessen Quellen sind zu denen der Analogtechnik völlig äquivalent. Und auch wenn durch die Überlagerung des realen Nutzsignals mit diesem Rauschsignal der jeweils zulässige Spannungsbereich eines H- oder L-Signals (s. z.B. die Gl.-en 14.268 und 14.269) i.a. nicht verlassen wird, so gibt es hierfür dennoch eine gewisse endliche Wahrscheinlichkeit: Nach dem Durchgang durch jeden elektronischen Schaltkreis hat daher die Anzahl der falsch übertragenen Bits um einen bestimmten Betrag zugenom-

men. Man bezeichnet den relativen Anteil

$$BER = \frac{\text{Anzahl der falsch übertragenen Bits}}{\text{Gesamtanzahl der übertragenen Bits}} \tag{14.287}$$

als die **B**it-**E**rror-**R**ate (BER) des betrachteten Schaltkreises oder Gesamtsystems. An einem realen bereits existierenden System der Signalübertragung oder der Signalspeicherung kann diese Größe experimentell bestimmt werden. An einem erst in der Entwicklung befindlichen System kann man die BER abschätzen, indem man gewisse Annahmen über die Amplitudenverteilung des elektronischen Rauschens macht und mit der bekannten Funktionsweise der Signalkonditionierung abgleicht. Dann lässt sich z.B. der gemessene zeitliche Mittelwert der Rauschspannung in eine BER umrechnen. Die Aufgabe 6 beschreibt ein Beispiel für diese Vorgehensweise.

Der verbleibende entscheidende Unterschied gegenüber der analogen Signalverarbeitung liegt nun in der Gesetzmäßigkeit, mit der sich diese Falschsignale bei der Hintereinanderschaltung mehrerer Verarbeitungseinheiten kumulieren. Im Falle der digitalen Signalverarbeitung gilt für den Durchgang durch N Einheiten einfach

$$BER_{ges} \cong \sum_{i=1}^{N} BER_i \tag{14.288}$$

Voraussetzung hierfür ist lediglich, dass alle BER_i ausreichend klein sind, so dass auch noch

$$\sum_{i=1}^{N} BER_i \ll 1 \; \forall i \tag{14.289}$$

Bei der analogen Signalübertragung gilt von der mathematischen Struktur her eine zur Gl. 14.288 weitgehend analoge Beziehung. Der dennoch fundamentale Unterschied in der Kumulation der Störsignale besteht in der jeweils relevanten Dynamik: Eine einzelne Baugruppe der digitalen Signalverarbeitung, z.B. eine Speichereinheit kann durchaus BER-Werte der Größenordnung 10^{-8} und weniger erreichen. In einer Baugruppe der analogen Signalverarbeitung ist ein SNR-Wert (s. Abschnitt XXX) von 10^{-4} schon ein außerordentlich niedriger Wert, der nur durch einen extremen technischen Aufwand erreichbar ist. Realistischer sind SNR-Werte im Bereich $10^{-2}...10^{-3}$. Durchläuft also ein analoges Signal ein mehrstufige Kette von Baugruppen unterschiedlicher Funktion (z.B. Aufnehmen/Signalkonditionieren/Speichern/Lesen/Signalkond Fernübertragen/Empfangen/ Signalkonditionieren/Wiedergeben), so sind bereits nach z.B. 10 derartigen Schritte SNR-Werte zu erwarten, die sich nun im Bereich $10^{-1}...10^{-2}$ bewegen. Derartige Werte sind aber kaum noch akzeptabel.

Ein weiterer, entscheidender Vorteil der digitalen Signalübertragung liegt nun auch in der Möglichkeit der (nachträglichen) Fehlerkorrektur. Sobald man nämlich das Signal mit einer gewissen Redundanz digital codiert, kann man erkennen, ob ein gewisser Abschnitt dieses Signals einen Fehler enthält. Und solange die relative

Häufigkeit dieser Fehler ausreichend klein ist, hat man die Chance, durch Plausibilitätsüberlegungen (z.B. Stetigkeit des Signals bzgl. verschiedener Parameter u.ä.) diese Fahler nachträglich zu korrigieren. Bei der Übertragung analoger Signale ist eine diesem Verfahren ähnliche Vorgehensweise kaum möglich.

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

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

Flüssigkristall-Anzeigen (-/-)

(XXX: Der Text des Absatzes *Flüssigkristallanzeigen* 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 Störsignale (-)

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 *(Nutz-)Störsignalabstands* SNR, meist in der Formulierung

$$10 \cdot \log_{10} \frac{N_{\text{Referenz}}^{(\text{Nutzsignal})}}{N_{eff}^{(\text{Störsignal})}} \geq SNR \cdot dB \tag{14.290}$$

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

Den geltenden Normen entsprechend hat der (grundsätzlich frei wählbare) Vorfaktor in der Gl. 14.290 den Wert 10. Dieser Faktor gilt immer, wenn 2 **Leistungen** zu einander ins Verhältnis gesetzt werden. Bei dem Vergleich 2-er Signal**spannungen** oder -ströme muss den Normen folgend der Vorfaktor 20 genommen werden.

Im Bereich der digitalen Signalverarbeitung fordert man üblicherweise eine gewisse mittlere *Bitfehler-Rate* (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 den 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. Man kann letztlich die Entstehung dieser Störsignale nicht völlig unterdrücken, man kann aber sehr wohl dafür Sorge tragen, dass die entstehenden Signalintensitäten möglichst klein bleiben. Dies gilt für die aktive Seite, also die Entstehung von elektromagnetischen Störfeldern, ebenso wie für die passive Seite, also den Schutz der elektronischen Baugruppen und Aufbauten vor dem Eindringen dieser Störfelder in ihre Schaltkreise.

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 des Flächeninhalts A im Abstand d. Für ihn gilt

$$I = C \cdot \frac{dU}{dt} = \varepsilon_0 \cdot \frac{A}{d} \cdot \frac{dU}{dt} \tag{14.291}$$

Als 2 derartige Flächen deuten wir nun das betrachtete Stück einer elektrischen Leitung und eine 2. ebenfalls elektrisch leitfähige Fläche, die sich auf einem wohl definierten Potenzial (relativ zu dem der Leitung) befindet..Dann gilt für die elektrische Spannung zwischen diesen beiden Flächen und das zwischen ihnen herrschende

[‖]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.

elektrische Feld die Beziehung

$$U = \int \overrightarrow{\mathcal{E}} * \overrightarrow{ds} \tag{14.292}$$

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

$$\lambda \gg d \tag{14.293}$$

erzwingt der in diesen Kondensator eindringende Signalanteil $\overrightarrow{\mathcal{E}}(\overrightarrow{r}, t)$ eine Spannungsänderung $\frac{dU}{dt}$ zwischen diesen beiden leitfähigen Flächen und damit einen 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,

$$U = -\frac{\partial \Phi_A}{\partial t} = -\frac{\partial \left(\overrightarrow{B} * \overrightarrow{A}\right)}{\partial t} \tag{14.294}$$

(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 14.10.2 im Detail eingehen.

14.7.2 Maßnahmen zur Störsignalreduzierung (*)

Die den Mechanismus der induktiven Einstreuung beschreibende Gl. 14.294 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. Die Existenz dieser Schleifen ist also **nicht** vermeidbar! 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 auch die **ungewollten** Leiterschleifen. Hierzu betrachten wir eine typische Konfiguration der elektrischen Stromversorgung mehrerer Geräte (Abb. 73). Die beiden Geräte (1) und (2) seien

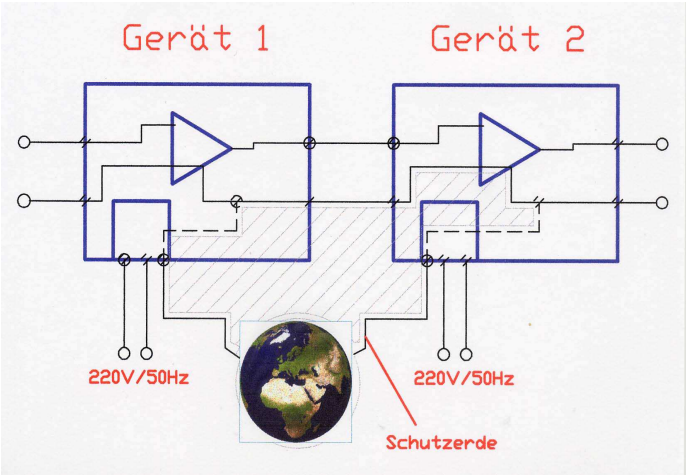

Abb. 73 Typische Anschlusskonfiguration zweier elektronischer Geraete

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 Schutzerde-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-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 Schutzerde verbunden ist, so wie es in der Abb. 73 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 Erdpotenzial. 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 14.10.2 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 erfolgt. 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.

14.8 Elektronik des täglichen Lebens (-)

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

14.8.1 Der Telegraph / Fernschreiber (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Der Telegraph / Fernschreiber* ist noch nicht verfügbar.)

14.8.2 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 Codierung des Sendesignals mit der gewünschten Information (in der hier diskutierten Anwendung also Sprache und Musik), das insbesondere auf der Empfängerseite eine technisch möglichst einfache Decodierung ermöglichte.

Für die Ausstrahlung der ersten Rundkfunksendungen (etwa ab 1920) verwandte 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 Informationscodierung wählte man zunächst ausschließlich das Konzept der Amplitudenmodulation: Das Sendersignal mit einer Frequenz, die um mindestens den Faktor 50 über der Frequenz des Informationssignals (anfangs z.B. $100 \cdot Hz$ bis $2 \cdot kHz$) liegt, wird in seiner Momentan-Amplitude entsprechend dem Informationssignal moduliert, s. Absatz S. 1887. Im Empfangsgerät wird dann das Signal gleichgerichtet, sodann der sog. gleitende Mittelwert gebildet und zusätzlich von seinem Langzeit-Mittelwert getrennt. Das sich dann ergebende Signal ist in guter Näherung mit dem Informationssignal identisch.

Ein derart konzipierter Rundfunk-Empfänger besteht also aus den in der Abb. 74 skizzierten Baugruppen. Als (für die Frequenz von ca. $200 \cdot kHz$ geeigneten)

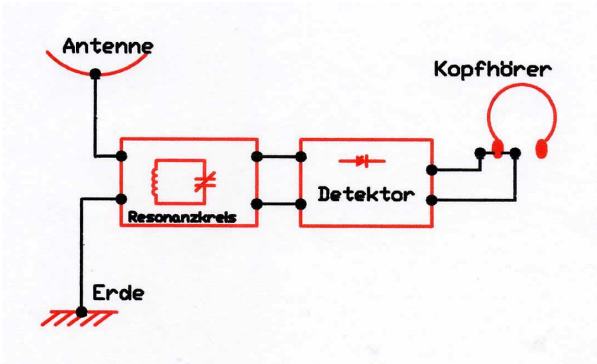

Abb. 74 Blockschaltbild eines nur aus passiven Elementen bestehenden Rundfunk-Empfängers

Gleichrichter verwendete man ursprünglich einen sog. *Kristalldetektor*, einen *Schottky-Kontakt*, s. Absatz 9.6, der durch einen kleinen Block eines natürlich vorkommenden Halbleiterkristalls (meist *Bleiglanz* (Galenit PbS) oder Pyrit (FeS_2)) und eine auf diesen Block gedrückte Metallspitze gebildet wurde **. Solange die in der Abb. 74 skizzierten Baugruppen aus ausschließlich passiven Bauelementen aufgebaut waren, waren die Empfangs- und Wiedergabemöglichkeiten jedoch mehr als beschränkt. Durch Einsatz der bereits verfügbaren, wenn auch noch recht teuren Elektronenröhren gelang es dann, leistungsfähige Empfangsanlagen zu fertigen, die am Ausgang auch genügend Leistung zu Verfügung stellten, um damit einen elektromechanischen Lautsprecher zu betreiben. Damit stellte sich dann die zusätzliche Aufgabe, den gleichzeitigen Betrieb mehrerer Sender zuzulassen und in den Empfängern die Möglichkeit zu ergänzen, jeweils einen dieser Sender für den Empfang auszuwählen. Dies wurde dadurch ermöglicht, dass jedem Sender eine ausreichend weit von allen anderen Sendefrequenzen getrennte Frequenz zugewiesen wurde, und dass im Eingangskreis des Rundfunk-Empfängers ein Resonanzkreis ergänzt wurde, der auf die jeweilige Senderfrequenz abgestimmt werden konnte. Das Blockschaltbild eines derartigen Rundfunk-Empfängers zeigt die Abb. 75. Dieser sog. *Einkreis-Empfänger* enthält typischerweise 3 aktive Bauelemente: den Eingangsverstärker, den Gleichrichter und den Endverstärker. Der im nationalsozialistischen Deutschland mit großem Propaganda-Aufwand gefertigte und vertriebene sog. *Volksempfänger VE301* (im Volksmund damals auch *Goebbels-Schnauze* genannt) war genau so aufgebaut.

**Der Umgang mit diesem technischen Wunder seiner Zeit war mehr als gewöhnungsbedürftig: Eine akzeptable Funktion dieses Elementes kam nur zustande, wenn es gelang, durch mechanisches Verschieben der Spitze entlang der Kristalloberfläche einen Bereich zu finden, der ausreichend homogen und fehlstellenarm und überdies noch nicht zu stark mechanisch beschädigt oder oxidiert war. Bei jeder heftigen Erschütterung des Apparats ging diese Funktion wieder verloren.

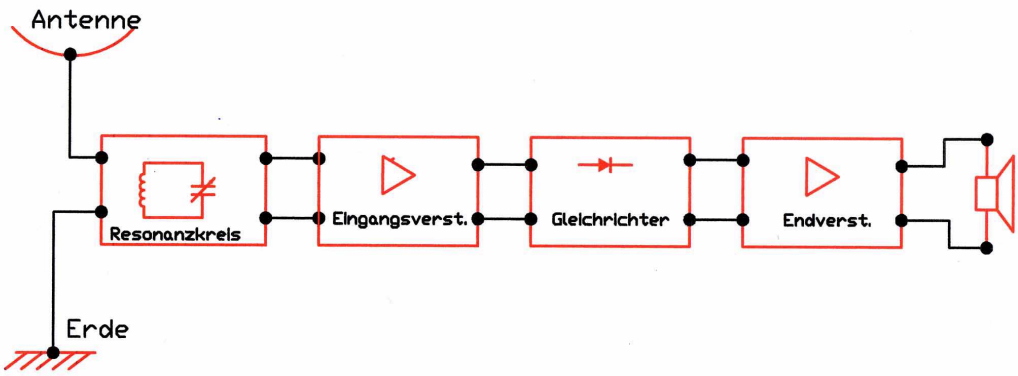

Abb. 75 Blockschaltbild eines Einkreis-Rundfunk-Empfängers

Eine weitere Verbesserung insbesondere der Empfangsempfindlichkeit und der Trennschärfe des ausgewählten Senders von den übrigen Sendern erforderte eine mehrstufige selektive Verstärkung. Ohne besondere Maßnahmen hätte man nun bei jedem Wechsel der Senderwahl die Resonanzfrequenz mehrerer Resonanzkreise synchron verändern müssen. Das war dem i.a. technisch nicht vorgebildeten Rundfunkhörer nicht zuzumuten. Die Lösung bestand im Konzept des *Überlagerungs-Empfängers* (oft als *Superheterodyn-Empfänger* bzw. abgekürzt als *Superhet-Empfänger* bezeichnet[††]): Das von der Antenne empfangene Signal der Frequenz ω_S wird (i.a. nach einer 1. Vorverstärkung) in einer sog. *Mischstufe* mit einem im Empfänger erzeugten Referenzsignal einstellbarer Frequenz $\omega_R < \omega_S$ überlagert. Diese Mischstufe bildet einen Verstärker mit wohl definierter Nichtlinearität, so dass das Ausgangssignal nicht nur Signalanteile der Frequenzen ω_S und ω_R enthält, sondern zu einem signifikanten Anteil auch solche der Summen- und Differenzfrequenz $\omega_S + \omega_R$ und $\omega_S - \omega_R$. Der Signalanteil der Summenfrequenz wird nun unterdrückt und der Anteil des Differenzsignals weiter verstärkt. Die nachfolgenden selektiven Verstärkerstufen sind nun alle auf dieselbe feste Frequenz ω_{ZF} abgestimmt, die als *Zwischenfrequenz* bezeichnet wird. Obwohl das Antennensignal immer aus einem Frequenzgemisch besteht, hat das Ausgangssignal dieser Gesamteinheit die feste Frequenz ω_{ZF}, aber eine Amplitudenmodulation, die mit der Modulation derjenigen Ausgangsfrequenz identisch ist, die die Bedingung

$$\omega_S - \omega_R = \omega_{ZF} \tag{14.295}$$

erfüllt. Zur Auswahl eines bestimmten Senders genügt es also, die Frequenz des Referenz-Oszillators zu verändern, also an **einem** Knopf zu drehen. **Eine** Voraussetzung für die Funktionsfähigkeit dieses Konzeptes ist, dass die Senderfrequenz ausreichend

[††]Das an dieser Stelle oft benutzte Wort *heterodyn* bedeutet *aus 2 Signalen unterschiedlicher Frequenz gemischt.*

groß ist gegenüber der Bandbreite des zu übertragenden Informationssignals. Nur dann gelingt es, sicher zu stellen, dass auch die Zwischenfrequenz immer noch ausreichend groß ist gegenüber dieser Bandbreite, um keine Probleme bei der Demodulation des Signals zu bekommen (s.o.). Als Erfinder dieses Superhet-Prinzips gilt heute Walter Schottky, auch wenn die spätere wirtschaftliche Nutzung überwiegend auf Patenten des amerikanischen Elektro-Ingenieurs *Edwin Howard Armstrong* (* 1890 in New York; † 1954 ebenda) und des französischen Ingenieurs *Lucien Lévy* (* 1892 in Algier (Algerien); † 1965 in Paris) beruhte.

Der technische Fortschritt in der sich rasch entwickelnden Rundfunk-Elektronik ermöglichte insbesondere den Zugang zu höheren Sendefrequenzen. Bald arbeitete man im sog. *Mittelwellenbereich* ($1 \cdot 10^2 \cdot m$ bis $1 \cdot 10^3 \cdot m$; also ca. $300 \cdot kHz$ bis $3 \cdot MHz$), dann im *Kurzwellenbereich* ($10 \cdot m$ bis $100 \cdot m$; also ca. $3 \cdot MHz$ bis $30 \cdot MHz$) und schließlich im Bereich der sog. **U***ltra***k***urzen* ***W****ellen* UKW ($1 \cdot m$ bis $10 \cdot m$; also ca. $30 \cdot MHz$ bis $300 \cdot MHz$). In allen diesen Bändern wurde jedoch dem Rundfunk jeweils nur ein gewisser Bruchteil zugestanden, während die übrigen Frequenzen diversen anderen öffentlichen, kommerziellen und privaten Nutzern zugeteilt wurden. So beschränkt sich z.B. das dem Rundfunk zugeteilte UKW-Band auf die Frequenzen $87,5 \cdot MHz$ bis $108 \cdot MHz$. Typische Werte der in Rundfunk-Empfangsgeräten benutzten Zwischenfrequenz sind

$$f_{\mathrm{ZF}} = 470 \cdot kHz \text{ für den MW-/KW-undLW-Bereich} \tag{14.296}$$

$$f_{\mathrm{ZF}} = 10,7 \cdot MHz \text{ für den UKW-Bereich} \tag{14.297}$$

Diese verschiedenen Wellenlängenbereiche erfordern nicht nur unterschiedliche Techniken der Erzeugung, Abstrahlung und des Empfangs der elektromagnetischen Strahlung. Die jeweilige Strahlung hat auch in der Atmosphäre ein deutlich unterschiedliches Transportverhalten, so dass letztlich jedes dieser Bänder seine eigenen Vor- und Nachteile hat, die es für die unterschiedlichen Aufgaben der Informationsübertragung in unterschiedlichem Maße geeignet machen. **Einen** generellen Vorteil hat der Übergang zu höheren Sendefrequenzen, nämlich den des proportional zu dieser Frequenz ansteigenden Umfangs an übertragbarer Information.

Eine wesentliche Verbesserung der Tonqualität der übertragenen Sprache und Musik gelang durch den Übergang von der Amplitudenmodulation auf die *Frequenzmodulation*, s. Absatz S. 1890. Bei dieser Gelegenheit hat man sich nämlich entschieden, den übertragenen Frequenzbereich des Informationssignals deutlich zu verbreitern (auf ca. $50 \cdot Hz$ bis $20 \cdot kHz$). Insbesondere aber gelang hierdurch eine deutliche Verbesserung der Signaldynamik, also des Verhältnisses des maximal weitgehend unverzerrt verarbeitbaren Signals (z.B. am Lautsprechereingang) zu den an derselben Stelle im Empfangsgerät auftretenden Störsignalen und dem Eigenrauschen.

Bei der Frequenzmodulation wird das Trägersignal durch das Informationssignal nicht in seiner Amplitude, sondern in seiner Frequenz moduliert. Im Empfangsgerät wird dann das Antennensignal z.B. bis an die Grenze der Übersteuerung der entsprechenden Stufe verstärkt, so dass Amplitudenschwankungen, die z.B. durch

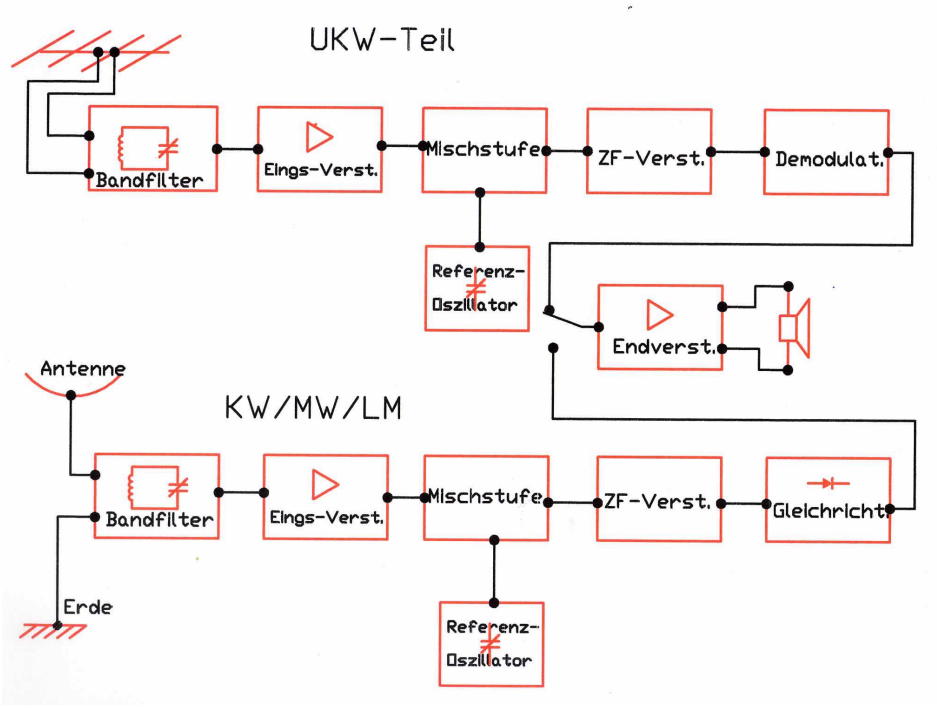

Abb. 76 Blockstruktur eines Superhet-Rundfunkempfängers für die Bereiche UKW/KW/MW/LW

nicht vom Sender stammende Störungen entstanden sind, bereits weitgehend unterdrückt sind. In einer als *Demodulator* bezeichneten Stufe wird dann ein (Niederfrequenz-)Signal erzeugt, das zur Frequenzmodulation des Ausgangssignals proportional ist. Der weitere Ablauf der Signalverarbeitung ist dann wieder mit dem des amplitudenmodulierten Signals identisch. Die technische Umsetzung der Frequenzmodulation und der nachfolgenden Demodulation ist um so leichter, je größer das Verhältnis von Trägerfrequenz und oberer Grenzfrequenz des zu übertragenden Nutzsignals ist. Daher hat sich die Frequenzmodulation nur im UKW-Bereich durchgesetzt, während die im MW-, KW- und LW-Bereich arbeitenden Rundfunk-Sender bis heute amplitudenmodulierte Signale abstrahlen. Insgesamt hat daher ein für UKW(FM) und MW/KM/LW (AM) tauglicher Rundfunk-Empfänger die in der Abb. 76 wiedergegebene Blockstruktur.Eine einfache technische Realisierung der Frequenz**modulation** ist z.B. die Ergänzung eines (gleich-)spannungsabhängigen Kondensators in den frequenzbestimmenden Resonanzkreis innerhalb der Sender-Elektronik. Moduliert man nun die an diesem Kondensator anliegende Gleichspannung mit dem (niederfrequenten) Informationssignal, so resultiert die gewünschte Frequenzmodulation. Z.B. zeigt jede im Sperrbereich betriebene Halbleiterdiode dieses Verhalten

Zur technischen Realisierung der **Demodulation** eines FM-Signals gibt es sehr unterschiedliche Konzepte. In der Pionierzeit der Rundfunk-Elektronik war der

sog. *Ratiodetektor* weit verbreitet, s. wieder Absatz S. 1890. Mit dem Preisverfall der Transistoren und integrierten Halbleiter-Schaltkreise haben sich heute Schaltungen durchgesetzt, die eine Vielzahl aktiver Bauelemente enthalten, aber ein einfacher durchschaubares und insbesondere technisch zuverlässigeres Funktionsprinzip umsetzen. Weit verbreitet ist ein auf der Phasendiskriminierung basierendes Prinzip, das wir bereits im Absatz S. 1916 behandelt haben.Mit der rasanten Fortentwicklung der hochintegrierten Schaltkreise sind die einzelnen elektronischen Bauelemente aus den Rundfunkempfängern weitgend verschwunden und durch hochintegrierte ICs ersetzt worden, die die Funktion ganzer Baugruppen beinhalten.

14.8.3 Der Fernseh-Empfänger (-)

Unter *Fernsehen* verstehen wir die simultane Übertragung von Laufbild- und Toninformationen mit Hilfe von elektromagnetischer Strahlung. Erste Experimente in dieser Richtung wurden bereits um das Jahr 1900 herum von verschiedenen Erfindern durchgeführt, wobei durchgängig das Konzept der Parallel/Serien-Wandlung verfolgt wurde: Jedes Bild wurde in eine Anzahl von Punkten aufgeteilt, deren Helligkeit zeitlich nach einander übertragen und am Empfangsort wieder zu einem Gesamtbild zusammengesetzt wurde. Beide Wandlungen erfolgten zunächst mit mechanischen Vorrichtungen. Geräte, die in der Lage waren, eine akzeptable Bildqualität zu erzeugen, waren jedoch erst mit der Verfügbarkeit elektronischer Bauelemente, insbesondere der Elektronenröhren möglich. In Deutschland wurde das erste elektronische Fernseh-Sende- und Empfangssystem 1931 auf der Funkausstellung in Berlin vorgestellt. Erfinder dieses Gesamtsystems war Manfred von Ardenne. Der Video-Monitor war eine Braunsche Röhre (s. Unterabsatz S. 1885), das Bild hatte 48 Zeilen und eine Bildwechselfrequenz von $25 \cdot Hz$. Über den Testbetrieb hinaus gehende regelmäßige Fernseh-Sendungen gab es in Deutschland seit 1952. Ab 1955 wurden auch in Deutschland S/W-Fernseh-Empfangsgeräte gefertigt.

Die regelmäßige Ausstrahlung von Farbfernseh-Sendungen begann in den USA im Juni 1951, in Deutschland am 25.08.1967. Etwa ab 1980 war in Deutschland die Ablösung des S/W-Fernsehgerätes durch einen Farbfernseher abgeschlossen.

Wir beginnen die Diskussion der technischen Grundlagen dieses heute in nahezu jedem Winkel der Erde vorhandenen Informations- und Unterhaltungsgerätes mit dem Konzept des Schwarzweiß-Fernsehgerätes.

Der Schwarzweiß-Fernseh-Empfänger (-)

Als primär und vorrangig zu lösende technische Herausforderung bei der Entwicklung des Fernsehens wurde die *Wiedergabe* von Laufbildinformationen mit Hilfe von elektronischen Techniken angesehen, also die Entwicklung eines analogen Ausgabegerätes für Laufbildinformationen. Derartige Geräte haben wir bereits im Absatz S. 1885 behandelt. Das historisch erste Gerät, das in der Lage war, diese Funktion zu erfüllen, war der nach dem Konzept der Braunschen Röhre aufgebaute Video-Monitor. Dieser benötigt zur Ansteuerung der Intensität des Elektronenstrahls die Bildinformation in

serieller Darstellung in Form des sog. *BAS-Signal*s (**B**ild/**A**ustastung/**S**ynchronisation), s. Abb. 77 und Absatz S. 1885. Es lag nun nahe, als Teil der noch festzulegenden Fernseh-Norm vorzusehen, dass unmittelbar dieses Helligkeitssignal (Bildinformation + Dunkeltastung für jeden Zeilenrücklauf + entsprechend längere Dunkeltastung für jeden Bildrücklauf) als zu übertragendes Informationssignal verwendet wird. Aufgabe der im Fernseh-Empfangsgerät vorhandenen Bildwiedergabe-Elektronik ist es dann, hieraus sämtliche zur Ansteuerung der Braunschen Röhre erforderlichen Signale abzuleiten. Dieses Konzept bedeutete u.a., dass auf der Empfängerseite keine aufwendige Synchronisation der verschiedenen Steuersignale (Bildhelligkeitssignal, Zeilenablenkung und -austastung, Bildablenkung und -austastung) erforderlich war. Dieser Elektronik vorgeschaltet ist dann die Fernsehsignal-Empfangs-Elektronik, die aus dem von der Antenne gelieferten Signal das zu dem angewählten Fernseh-Sender gehörende Signal ausfiltert, verstärkt und demoduliert.

Auf Grund physiologischer Untersuchungen kam man dann 1946in Europa zu der Schlussfolgerung, dass für eine akzeptable Laufbildqualität bei einer Braunschen Röhre (damals !) typischer Größe folgende Kenndaten ausreichend und auf Grund des technischen Fortschritts zu dieser Zeit auch ohne grundsätzliche technische Schwierigkeiten umsetzbar seien:

- (Voll-)Bildfrequenz $25 \cdot Hz$;
- Anzahl der Zeilen 625.

Daraus resultiert eine Zeilenfrequenz von

$$f_z = 625 \cdot 25 \cdot Hz = 15,625 \cdot kHz \tag{14.298}$$

Für das Schreiben einer Zeile steht also eine Zeit von

$$\delta t_{\text{Zeile}} = 64 \cdot \mu s \tag{14.299}$$

zur Verfügung. Hierin ist jedoch bereits die Zeitspanne eingeschlossen, die von der Ansteuer-Elektronik der Braunschen Röhre benötigt wird, um den Elektronenstrahl wieder an den Ort auf dem Leuchtschirm zu positionieren, an dem die nachfolgende Zeile beginnt. Bei der Festlegung der Fernsehnorm wurde diese sog. *horizontale Austastlücke* auf den (für den heutigen Stand der Technik sehr großzügig bemessenen) Wert

$$\delta t_{\text{hA}} = 12 \cdot \mu s \tag{14.300}$$

festgeschrieben, so dass für die eigentliche Bildinformation einer Zeile nur noch der Wert

$$\delta t_{\text{Zeile,Bild}} = 52 \cdot \mu s \tag{14.301}$$

verbleibt.

Damit das Bild auf dem Monitor trotz der relativ niedrigen Bildfrequenz möglichst wenig flimmert, schreibt man das Bild nicht Zeile für Zeile unter einander, sondern kammförmig in einander verschränkt (engl. *interlaced*), also in der Reihenfolge

$$1, 3, 5, 7 \;.....\; 2, 4, 6, 8, \;... \tag{14.302}$$

also in Form von 2 Halbbildern. Daher muss der Elektronenstrahl des Monitors nach jedem Halbbild vom unteren rechten Bildrand wieder zum oberen linken Bildrand springen. Hierfür hat man in der Fernsehnorm als sog. *vertikale Austastlücke* eine Zeit von jeweils

$$\delta t_{\mathrm{vA}} = 25 \cdot \delta t_{\mathrm{Zeile}} = 1,6 \cdot ms \tag{14.303}$$

entsprechend genau 25 Zeilen festgelegt. Auch diese Zeit ist aus der Sicht des heutigen Stands der Technik sehr großzügig bemessen. Hierdurch stehen für die eigentliche Bildinformation nur 600 Zeilen zur Verfügung.

In die Austastlücken integriert sind dann noch jeweils die Synchronisations-Impulse zur exakten Synchronisation des Generators für das horizontale Ablenksignal (Zeilensignal-Generator) und des Generators für das vertikale Ablenksignal. (Bildsignal-Generator). Insgesamt ergibt sich ein BAS-Signal (**B**ild, **A**ustastung, **S**ynchronisation), wie es in den nachfolgenden Abb. 77 bis XXX (XXX: die weiteren Abb. hierzu sind noch nicht verfügbar.) dargestellt ist:

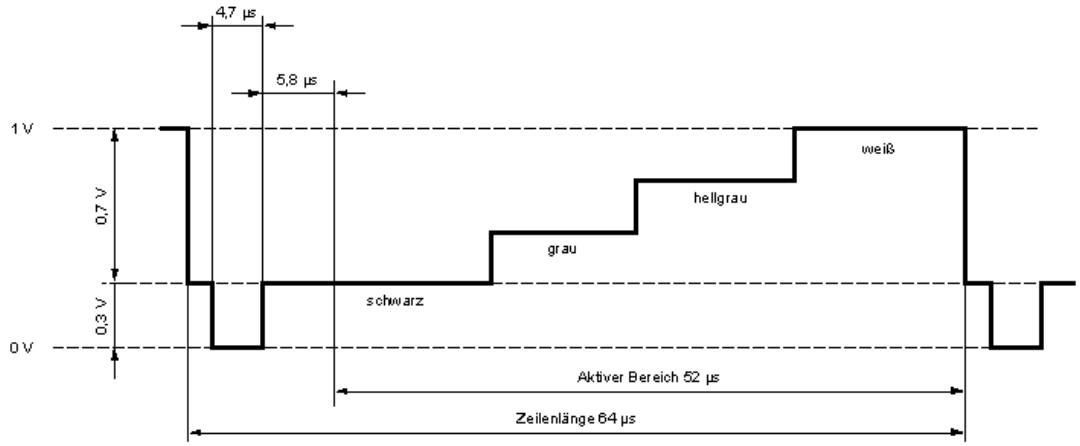

Abb. 77 Etwa 1 Zeile langer Ausschnitt aus einem BAS-Signal
(Quelle: Diese Abb. basiert auf dem Bild BAS_Zeilensignal_unmoduliert aus der freien Enzyklopädie Wikipedia und steht unter der GNU-Lizenz für freie Dokumentation)

Will man nun eine Ortsauflösung sicher stellen, die in horizontaler Richtung zumindest dem vertikal durch die (effektiv genutzte) Zeilenfrequenz vorgegebenen

Wert entspricht, so benötigen wir eine obere Grenzfrequenz des Bildsignals von mindestens

$$f_0 \geq f_{\text{Zeile}} \cdot 575 \cdot \frac{3}{2} = 13,5 \cdot MHz \tag{14.304}$$

Der Faktor $\frac{3}{2}$ resultiert aus dem damals vereinbarten Höhe/Seite-Verhältnis des Fernsehbildes von 2/3. Dieser aus der Gl. 14.304 resultierende Wert erschien in der Pionierzeit der Fernsehtechnik als technisch zu anspruchsvoll. Man schraubte daher die Vorstellungen etwas herunter und einigte sich auf eine obere Grenzfrequenz der Signalübertragung von

$$f_0 = 5,5 \cdot MHz \tag{14.305}$$

Als Vorbereitung zum Verständnis der noch folgenden Ergänzungen und Verbesserungen dieser Übertragungstechnik betrachten wir das typische Fourierspektrum eines BAS-Signals, s. Abb. XXX: (XXX: Diese Abb. ist noch nicht verfügbar.) Infolge der in regelmäßigen Abständen angeordneten Austast-Impulse ist das Spektrum nicht kontinuierlich, sondern enthält eine Anzahl von Lücken, in denen die Intensität auf nahezu 0 zurück geht. Von diesen Lücken werden wir im Folgenden noch Gebrauch machen.

Als Trägerfrequenz für die Fernsehsignal-Übertragung benötigte man also eine Frequenz, die deutlich über dem in der Gl. 14.305 angegebenen Wert lag. Wegen der zunächst noch begrenzten technischen Möglichkeiten ist man anfangs in dem UKW-Frequenzbereich verblieben. Zunächst für die Fernsehübertragung genutzt wurden die als *VHF-Band* (**v**ery **h**igh **f**requency) bezeichneten Wellenlängenbereiche $6,25 \cdot m$ bis $4,41 \cdot m$ ($48 \cdot MHz$ bis $68 \cdot MHz$) sowie $1,72 \cdot m$ bis $1,30 \cdot m$ ($174 \cdot MHz$ bis $230 \cdot MHz$). Wegen des nur moderaten Abstands zur oberen Grenzfrequenz des Nutzsignals entschied man sich für die Amplitudenmodulation als Codierungsprinzip.

Es verblieb noch die Aufgabe der Übertragung des Tonsignals. Da dessen obere Grenzfrequenz ca. $20 \cdot kHz$ beträgt, also deutlich unterhalb der Grenzfrequenz des Videosignals liegt, war es möglich, dieses in geschickter Weise in das Videosignal zu integrieren. Hierzu legte man die Trägerfrequenz für die Ton-Übertragung in einen Bereich, in dem die Intensität das Fourierspektrums des BAS-Signals nahezu verschwindet, nämlich genau an die oberen Bandkante der übertragenen Bildinformation.

$$f_{\text{Ton}} = 5,5 \cdot MHz \tag{14.306}$$

und beaufschlagte diese mit dem Tonsignal als Frequenzmodulation.

Insgesamt ergibt sich daher das in der Abb. XXX dargestellte Blockschaltbild eines (Schwarzweiß-)Fernseh-Empfängers.

(XXX: Diese Abb. sowie der weitere Text des Absatzes *Der Schwarzweiß-Fernseh-Empfänger* sind noch nicht verfügbar.)

Der Farbfernseh-Empfänger (-)

Der historische Überblick über die Entwicklung des Fernsehens, zunächst in den USA, dann aber auch in den übrigen Teilen der Welt hat uns gezeigt, dass die Zeit des Schwarz/Weiß-Fernsehens relativ kurz war und dann sehr bald durch das Farbfernsehen ergänzt wurde, wobei die Zeit des Übergangs jedoch gut 20 Jahre gedauert hat. Es war daher von Anfang an unstrittig, dass das neue, noch durch Normen festzulegende *farbige Fernsehen* mit dem bereits genutzten Schwarz/Weiß-Fernsehen in folgendem Sinne verträglich sein müsse:

1. Vorwärts-Kompatibilität des Fernseh-Empfangs: In Farbfernseh-Norm ausgestrahlte Sendungen müssen auch von S/W-Geräten empfangen und (natürlich nur S/W) wiedergegeben werden können.

2. Rückwärts-Kompatibilität des Fernseh-Empfangs: In S/W-Fernseh-Norm ausgestrahlte Sendungen müssen auch von Farb-Fernseh-Geräten empfangen und (natürlich nur S/W) wiedergegeben werden können.

3. Unveränderte Bandbreite pro Fernseh-Sender.

Die 1. Forderung wurde als zwingend angesehen, da nur schwer abgeschätzt werden konnte, wie schnell der Bürger, der bereits stolzer Besitzer eines S/W-Fernsehers war, bereit sein würde, sich erneut ein Fernsehgerät, den noch teureren Farbferbseher zu kaufen.

Die 2. Forderung gab den Sendeanstalten einen ausreichenden Zeitraum, um sich schrittweise auf die neue, sehr teure Technik der Produktion, Speicherung und Sendung von Farbfernseh-Produktionen umzustellen.

Die 3. Forderung schließlich war ein Zugeständnis an die politischen und technischen Sachzwänge. Zum einen wären die ersten beiden Forderungen ohne die 3. nur eingeschränkt erfüllbar gewesen. Zum anderen wäre anderenfalls eine Neuverhandlung sämtlicher Sendelizenzen unausweichlich gewesen.

Andererseits hat die Berücksichtigung dieser 3 Forderungen zu einer Norm des Farbfernsehens geführt, die eine Reihe von technischen Unzulänglichkeiten enthält, die nur schwer durch die Kreativität und den Erfindergeist der Geräteentwickler behoben oder zumindest in ihren Auswirkungen abgeschwächt werden konnten. Einige dieser Unzulänglichkeiten haben bis zur Einführung des digitalen Fernsehens (in Deutschland ab 2003) überlebt.

Ich beginne mit der Beschreibung der von dem **N**ational **T**elevision **S**ystems **C**ommittee 1953 beschlossenen US-amerikanischen Farbfernsehnorm NTSC:

Die Farbfernsehnorm NTSC Jedes Bildsignal besteht aus 525 Zeilen, von denen 486 mit Bildinformation beaufschlagt sind, während die verbleibenden 39 Zeilen für den sog. Bildrücklauf reserviert sind sowie für diverse Synchronisierungssignale.

Der Bildaufbau erfolgt nach dem Interlace-Prinzip (s. Unterabsatz S. 1947). Die Bildfrequenz beträgt

$$f_{\text{Bild}} = 29,97 \cdot Hz \tag{14.307}$$

und liegt damit (zur Vermeidung von Interferenzen und Moiré-Erscheinungen) knapp neben der Hälfte der in Nordamerika üblichen Frequenz der Stromversorgung von $60 \cdot Hz$. Die Bildhelligkeit ist amplitudenmoduliert. Der Farbträger liegt bei

$$f_{\text{Farbcod.}} = 3,58 \cdot MHz \tag{14.308}$$

und der Tonträger bei

$$f_{\text{Toncod.}} = 4,5 \cdot MHz \tag{14.309}$$

(XXX: Der weitere, umfangreiche Text des Absatzes *Der Farbfernseh-Empfänger* ist noch nicht verfügbar. Er wird auch den nachfolgenden Satz enthalten sowie die darauf folgende Abb. 78 und deren Erläuterung:)

Aus diesem Grund übersetzten Zyniker die Abkürzung NTSC dieser Fernsehnorm als **n***ever* ***t****he* ***s****ame* ***c****olor.* Die Abb. 78 zeigt das Monitor-Bild eines mit einem

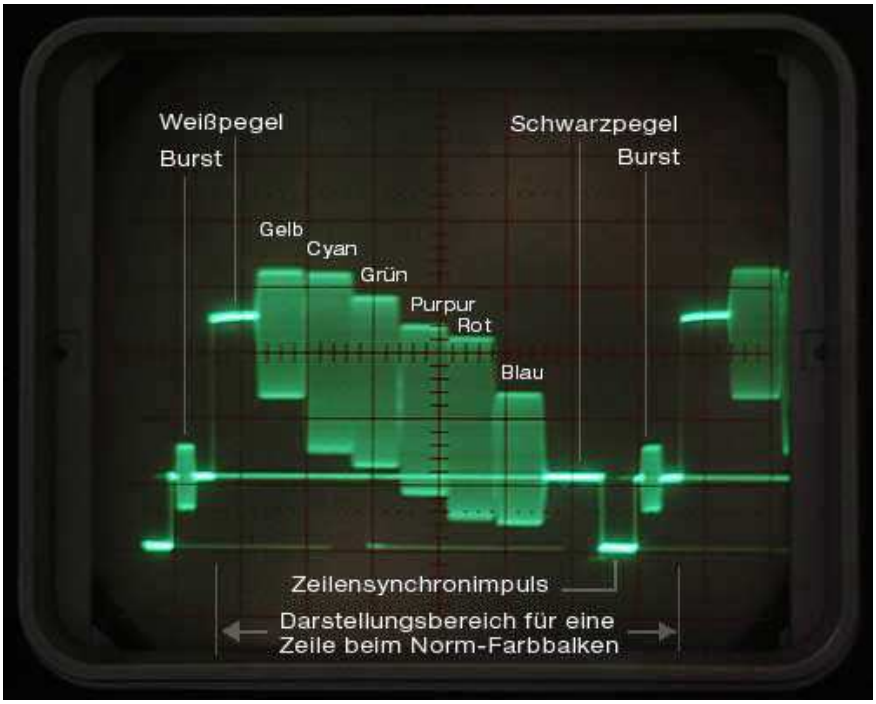

Abb. 78 Gut 1 Zeile langer Ausschnitt aus dem FBAS-Signal eines TV-Testbildes

Oszilloskop aufgezeichneten realen FBAS-Signals von einem typischen TV-Testbild (Folge von senkrechten Farbbalken von unterschiedlicher Farbe und unterschiedlichem Grauwert). Direkt auf den Zeilen-Synchronimpuls folgt das burst-Signal, durch das die absolute Phasenlage der nachfolgenden Farbträgersignale definiert ist. Der 1.

Farbbalken ist weiß, er hat die Farbsättigung 0 und daher auch die Farbsignal-Amplitude 0. Auf diesen folgen Farbbalken mit jeweils um dieselbe Differenz kleinerem Grauwert (Signal-Mittelwert), leicht unterschiedlicher Farbsättigung (Farbsignal-Amplitude) und deutlich verändertem Farbton (Phasenlage des Farbsignals; in dieser Darstellung nicht zu erkennen). Der letzte Farbbalken ist schwarz (Signal-Mittelwert 0; Farbsignal-Amplitude 0).

Die Farbfernsehnorm PAL Nachdem bei den bis dahin genutzten Codierungen für das Farbfernsehen deren Schwäche bei der Stabilität der wiedergegebenen Farben erkannt war, wurde weltweit intensiv an der Behebung dieser Schwäche gearbeitet. In einem Großteil der europäischen Länder sowie in großen Teilen von Südamerika, Afrika, Asien und den Pazifik-Ländern hat sich heute die als PAL (für **p**hase **a**lternating **l**ines) bezeichnete Erweiterung der ursprünglichen NTSC-Norm (s. Unterabsatz S. 1951) durchgesetzt, wenn auch im Detail in einer Vielzahl von länderspezifischen Varianten. Erfinder dieser Technik ist der deutsche Elektrotechniker *Walter Bruch* (* 1908 in Neustadt a.d. Weinstr.; † 1990 in Hannover). Er meldete das von seiner Arbeitsgruppe entwickelte Codierungsverfahren 1962 als Patent ([10]) an.

(XXX: Der weitere, eigentliche Text des Unterabsatzes *Die Farbfernsehnorm PAL* ist noch nicht verfügbar.)

14.8.4 Der Mobilfunk (-/-)

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

14.8.5 Das Internet (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Das Internet* ist noch nicht verfügbar.)

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

14.9 Messverfahren der Elektronik (-)

(XXX: Der Kopftext zum Kapitel *Messverfahren der Elektronik* ist noch nicht verfügbar.)

14.9.1 Das Drehspulinstrument (-)

Die häufigste Messaufgabe des Elektronikers ist die Messung elektrischer Spannungen oder Ströme. Bis zum Einzug der Digitaltechnik benutzte er hierfür ganz überwiegend Geräte, die nach dem Prinzip des *Drehspulinstrumentes* arbeiten: Die Spule des Messwerks befindet sich drehbar gelagert im magnetischen Feld eines Permanentmagneten. Über eine mechanische Torsionsfeder wird dieser Spule eine definierte Ruhelage vorgegeben. Sobald eine Strom durch diese Spule fließt, wechselwirkt das von der Spule erzeugte Magnetfeld mit dem des Permanentmagneten. Das dadurch entstehende Drehmoment lenkt die Spule aus, bis es sich mit dem Rückstellmoment

der Torsionsfeder die Waage hält. Der Drehwinkelausschlag der Spule ist dann ein Maß für den durch die Spule fließenden Strom bzw. - bei konstantem Wert des elektrischen Widerstands der Spule - für die an der Spule anliegende Spannung.

Ziel der Geräte-Optimierung ist es von Anfang an gewesen, sowohl den für den Vollausschlag des Messwerks erforderlichen Strom als auch den dabei auftretenden Spannungsabfall zu minimieren, letztlich also den Leistungsbedarf. Denn durch diese beiden Kenngrößen sind auch die Spannungs- und die Strom-Empfindlichkeit des Gerätes bereits weitgehend vorgegeben. (Zur allgemeinen Diskussion des Begriffs Geräte-Empfindlichkeit s. Abschnitt **??**.) Eine Erhöhung des für den Vollausschlag des Instrumentes (nicht des eigentlichen Messwerks) erforderlichen Stromes oder der dafür erforderlichen Spannung an den Eingangsklemmen des Instrumentes ist durch geeignete Serien- oder Parallelschaltung des Messwerks mit kalibrierten Widerständen problemlos möglich, s. hierzu Aufgabe 5. Dieses Zuschalten von Widerständen erfolgt in den kommerziellen Geräten durch die z.B. mit einem Drehschalter auszuführende Messbereichs-Umschaltung. Bei einer Spannungsmessung ergibt sich auf diese Weise ein festes Verhältnis zwischen dem Eingangswiderstand des Spannungs-Messgerätes und dem oberen Grenzwert des eingestellten Messbereichs. Bei hochwertigen Drehspulinstrumenten erreicht diese Kenngröße Werte von etwa $50 \cdot \frac{k\Omega}{V}$.

Wegen seiner Einfachheit und Robustheit findet man das Drehspulinstrument auch heute noch im Bereich der Billiggeräte. Infolge der Verfügbarkeit leistungsfähiger und preisgünstiger elektronischer Analog/Digitalwandler hat jedoch im Bereich der hochwertigen Messgeräte das Digital-Multimeter (s.u.) das klassische Drehspulinstrument vollständig verdrängt.

14.9.2 Das Digital-Multimeter (-)

Das **D**igital-**M**ulti**m**eter (DMM) hat denselben Anwendungsbereich wie das klassische auf einem Drehspul-Instrument basierende Multimeter, nämlich die Ausführung der in der täglichen Arbeit des Elektronikers ständig erforderlichen Messung von elektrischen Spannungen und Strömen und (seltener) von elektrischen Widerständen. Ein DMM besteht aus einem Vorverstärker zur Spannungs-Standardisierung, einem Analog-Digital-Wandler und einer Digitalanzeige. Bei einer Spannungsmessung wird ein möglichst hoher Eingangswiderstand angestrebt, d.h. das Messsignal wird direkt auf den Eingang eines als Spannungsverstärker geschalteten Operationsverstärkers (s. Abschnitt 14.5.2) geführt. Bei einer Strommessung wird der Messstrom im DMM über einen kalibrierten ausreichend niederohmigen Widerstand geführt, und es wird sodann die an diesem Widerstand abfallende Spannung verstärkt und gemessen.

Da es leichter ist, die Stabilität des elektronischen Detektionskanals zu erhöhen als die Anzahl der Digitalstufen bei der Analog-Digital-Wandlung, bedient man sich zur weiteren Steigerung der Auflösung und Genauigkeit gerne folgenden Tricks: Der Messspannung wird eine Rauschspannung von der Größenordnung der letzten Digitalisierungsstufe überlagert. Sodann wird die Analog-Digital-Wandlung

mit einer relativ hohen Zahl von Wiederholungen ausgeführt. Liegt dann der reale Wert der analogen Spannung zwischen den beiden Spannungswerten, die sich aus der letzten Digitalisierungsstufe ergeben, kann aus der Häufigkeit, mit der diese beiden benachbarten Digitalwerte auftreten, der reale Messwert interpoliert werden. Auf diese Weise gelingt eine Digitalisierung mit einer Auflösung, die um einige Binärwerte besser ist, als der Anzahl der (Hardware-)Digitalisierungsstufen des Wandlers entspricht.

Aktuelle (2015) kommerzielle DMMs erreichen bereits als preiswerte Modelle eine Messgenauigkeit bei der Spannungsmessung von $\frac{\Delta U}{U} < 10^{-4}$, Spitzengeräte erreichen Werte bis zu $\frac{\Delta U}{U} < 10^{-5}$.

14.9.3 Frequenz- und Zeitmessung (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Frequenz- und Zeitmessung* ist noch nicht verfügbar.)

14.9.4 Das Oszilloskop (*)

Das *Oszilloskop* (frühere Bezeichnung *Oszillograph*) ist ein Messgerät zur Anzeige und Vermessung periodischer elektronischer Signale. Hierzu wird das Messsignal auf die vertikale Ablenkeinheit einer Braunschen Röhre (s. Abschnitt 14.2.11) gegeben. Als Signal für die horizontale Ablenkung des Elektronenstrahls in der Braunschen Röhre dient eine sägezahnförmige Spannung, die im Oszilloskop erzeugt wird und deren Frequenz mit der Grundfrequenz des Messsignals übereinstimmt. Dann entsteht auf dem Leuchtschirm ein stehendes Bild, das betrachtet und ggflls. auch quantitativ analysiert werden kann. Die horizontale Ablenkung wird meist als die *x-Ablenkung* bezeichnet und entsprechend die vertikale als die *y-Ablenkung*. Für die Abstimmung von Ablenkfrequenz und Signalfrequenz gibt es 2 übliche Verfahren:

1. Die *Synchronisation*: Bei dieser Methode schwingt der Oszillator, der die Ablenkfrequenz erzeugt, nicht völlig frei, sondern hat einen sog. *Synchronisationseingang*. Das an diesen Eingang angelegte Signal kann in gewissen Grenzen die Ablenkfrequenz in Richtung seiner eigenen Frequenz verändert. Liegen daher die beiden Frequenzen genügend nahe beieinander, gelingt es dem Synchronisationssignal, dafür zu sorgen, dass der Generator des Ablenksignals mit der Frequenz des Synchronisationssignals schwingt und sogar mit einer konstanten Phasendifferenz zum Synchronisationssignal. Als Synchronisationssignal dient im einfachsten Fall das Messsignal selbst oder ein mit diesem Signal phasenstarr verknüpftes Referenzsignal, z.B. in Form eines reinen Sinus- oder Recktecksignals.

2. Die *Triggerung*: Bei dieser Methode erzeugt der Generator des Ablenksignals, sobald er durch einen auslösenden Startimpuls gestartet wird, jeweils **genau einen** Sägezahnimpuls, ohne dass er hierbei durch andere Signale beeinflusst werden kann. Der Startimpuls wird durch eine Triggerschaltung (s. Abschnitt 14.6.4) vom Messsignal (oder wieder von einem externen Referenzsignal)

abgeleitet. Sobald man für diese Triggerung einen Spannungspegel wählt, der im Laufe einer Grundperiode des Messsignals nur einmal auftritt, entsteht wieder ein stehendes Bild auf dem Schirm.

Beide Methoden haben Vor- und Nachteile. Meistens überwiegen jedoch die Vorteile der Triggerung, so dass die Synchronisation heute nur noch in Ausnahmefällen benutzt wird. Wichtigster Vorteil der Triggerung ist, dass die horizontale Ablenkung auf dem Schirm unmittelbar als Zeit interpretiert werden darf und deshalb bei allen kommerziellen Geräten auch bereits in Zeiteinheiten kalibriert ist. Bei der Synchronisation ist dies jedoch nicht möglich, da ja der Ablenkvorgang von dem Messsignal modifiziert wird. Lediglich bei komplexen, viele Frequenzkomponenten enthaltenden Signalen ohne ausgeprägte Amplitudenspitzen kann der Synchronisationsmodus von Vorteil sein, um verlässlich ein stehendes Bild auf dem Schirm zu erzeugen.

Bei den meisten Oszilloskopen ist auch der Modus der einmaligen Ablenkung wählbar. Dann kann der Beginn dieser Ablenkung ebenfalls mit dem Messsignal getriggert werden, diese Triggerung wird jedoch nur einmal ausgelöst. Das Problem bei dieser Arbeitsweise ist die Helligkeit des nur kurz aufleuchtenden Signal auf dem Schirm des Oszilloskops. Man benötigt (in konventioneller Technik, s.u.) unbedingt einen stark nachleuchtenden Leuchtschirm. Diese Arbeitsweise eignet sich daher i.a. nur für relativ langsame Messsignale.

Oszilloskope haben oft mehrere Signaleingänge für die Vertikal-Ablenkung, um den genauen zeitlichen Verlauf mehrerer elektronischer Signale im Vergleich zueinander analysieren zu können. Hierbei unterscheidet man zwischen sog. *echten* und *unechten Mehrstrahl-Oszilloskopen.* In der sog. echten Version findet man kommerziell i.a. nur 2-Strahl-Oszilloskope verfügbar, während unechte Mehrstrahl-Oszilloskope ohne weiteres 4, 8 oder noch mehr Kanäle aufweisen können. Ein echtes 2-Strahl-Oszilloskop besteht im Grunde aus 2 von einander weitgehend unabhängigen Oszilloskopen. Sie verwenden jedoch eine gemeinsame Bildröhre, die aber 2 Elektronenstrahlquellen mit unabhängig voneinander betreibbaren x- und y-Ablenkeinheiten enthält. Die beiden Einheiten zur Erzeugung eines zeitproportionalen Ablenksignals werden meist als TB-A (*time base A*) und TB-B bezeichnet und die Verstärkungs-Einheiten für die y-Ablenkung Y1 und Y2. Es ergeben sich eine Reihe von typischen Einsatzmöglichkeiten:

1. Anschluss von 2 unterschiedlichen Signalen an Y1 und Y2; Ablenkung des Strahls 1 mit TB-A und des Strahls 2 mit TB-B; Triggerung von TB-A mit Y1; Triggerung von TB-B mit Y2.
   In dieser Konfiguration verhält sich das Gerät wie 2 unabhängig von einander arbeitende Oszilloskope; es erfolgt lediglich die Strahlwiedergabe auf demselben Schirm. Irgendeine zeitliche Zuordnung der beiden Signale relativ zu einander ist nicht möglich.

2. Anschluss von 2 unterschiedlichen Signalen an Y1 und Y2; Ablenkung beider Strahlen 1 und 2 z.B. mit TB-A; Triggerung von TB-A mit Y1.
   Jetzt entsteht (bei geeigneter Triggereinstellung) auf dem Schirm ein stehendes Bild des Signals Y1. Wenn der das Signal Y2 wiedergebende 2. Strahl ebenfalls ein stehendes Bild ergibt, bedeutet das, dass die beiden Signale dieselbe Grundfrequenz haben (oder die Grundfrequenz von Y2 ein ganzzahliges Vielfaches der Frequenz von Y1 ist) und überdies phasenstarr mit einander verknüpft sind. Als Triggersignal in dieser Konfiguration sollte man immer das Signal mit der niedrigeren Grundfrequenz auswählen. Die beiden Signale werden nun in der realen zeitlichen Zuordnung zueinander auf dem Schirm wiedergegeben. D.h. es sind z.B. Laufzeitunterschiede und dergleichen unmittelbar messbar.

3. Anschluss desselben Signals an Y1 und an Y2; Ablenkung des Strahls 1 mit TB-A, aber in dem Mode, der oft als *A intensified by B* gekennzeichnet ist; Ablenkung des Strahls 2 mit TB-B in dem Mode *B delayed by A*; Triggerung von TB-A mit Y1.
   Jetzt erfolgt die Ablenkung des Strahls 1 grundsätzlich so, wie für die Grundversion eines Oszilloskops beschrieben. Die TB-A-Einheit enthält jedoch noch eine kalibrierte Verzögerungseinheit, die jetzt aktiviert ist. An ihr kann man eine Verzögerungszeit einstellen zwischen 0 und 100% des aktuell eingestellten Maximalwertes der Zeitablenkung der TB-A. Nach Ablauf dieser Verzögerungszeit löst die TB-A die TB-B-Einheit aus. Zusätzlich wird während der Zeitspanne, die von der TB-B dargestellt wird, der Strahl 1 auf dem Schirm heller wiedergegeben. Diesen Mode verwendet man insbesondere dann, wenn man einen Ausschnitt eines komplexeren Signals im Detail analysieren will. Hierzu stellt man an der TB-A eine deutlich niedrigere Zeitauflösung ein als an der TB-B. Dann zeigt der Strahl 1 eine Übersichtsdarstellung des Signals und der hierin aufgehellte Bereich wird von dem Strahl 2 als Detailbild wiedergegeben. Mit dem Wähler für die Verzögerungszeit kann man dann diesen Bereich durch das Signal *hindurch schieben.*

Ein unechtes Mehrstrahl-Oszilloskop ist im Kern ein normales 1-Strahl-Gerät, es enthält lediglich eine Anzahl N von Signaleingängen mit separaten Vorverstärkern. Diese N Y-Signale werden über einen Analog-Schalter (Abschnitt 14.2.9) in geeigneter Weise (s.u.) zu einem Signal vereinigt und auf dem Schirm angezeigt und zwar durch Einstellen einer geeigneten Nullpunktsverschiebung i.a. untereinander. Die beiden wichtigsten Funktionskonzepte dieser Signalumschaltung sind:

1. Der *alternating mode* : Mit jedem Ende eines Einzelimpulses der Zeitbasis wird der Analog-Schalter auf den zyklisch nächsten Signalkanal weitergeschaltet. Ob es dabei zu einem stehenden Bild aller N Signale kommt und ob dieses Bild zu einer Messung von Zeitdifferenzen zwischen den einzelnen Signalen genutzt werden kann, hängt von der Art der Triggerung ab: Wird das bereits vereinigte

Signal zur Triggerung genutzt, lässt sich i.a. immer ein stehendes Gesamt-Bild erreichen. Die Messung von Zeitdifferenzen zwischen den einzelnen Signalen ist aber nicht möglich! Wird dagegen mit einem externen Signal getriggert, (als das auch eines der Einzelsignale dienen kann,) werden die einzelnen Signale in ihrer realen zeitlichen Anordnung zu einander wiedergegeben. Ein insgesamt stehendes Bild entsteht allerdings nur, wenn die Grundfrequenzen der Messsignale einem ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz des Triggersignals entsprechen.

2. Der *chopped* mode : Jetzt schaltet der Analog-Schalter (unabhängig von der Zeitbasis) mit relativ hoher Frequenz in zyklischer Folge die N Eingangssignale auf den Analog-Ausgang. Bei Verwendung dieses Modes empfiehlt es sich, die Zeitbasis extern zu triggern. Jetzt erfolgt die Signalwiedergabe am Schirm in jedem Fall in der realen zeitlichen Zuordnung. Allerdings kann dieser Mode nur genutzt werden, wenn die Grundfrequenz der Messsignale sehr viel niedriger ist als die Chopper-Frequenz.

.

14.9.5 Der Transienten-Recorder (*)

Der *Transienten-Recorder* (*transient*; (engl.) vergänglich, flüchtig) dient zur digitalen Aufzeichnung **einmaliger** elektronischer Signale. Er besteht aus einem Analog-Digital-Wandler, einem Digital-Speicher, einer triggerbaren Zeitbasis und einer Einheit zur Wiedergabe der gespeicherten Daten, s. Abb. 79. Der Eingangsmodul

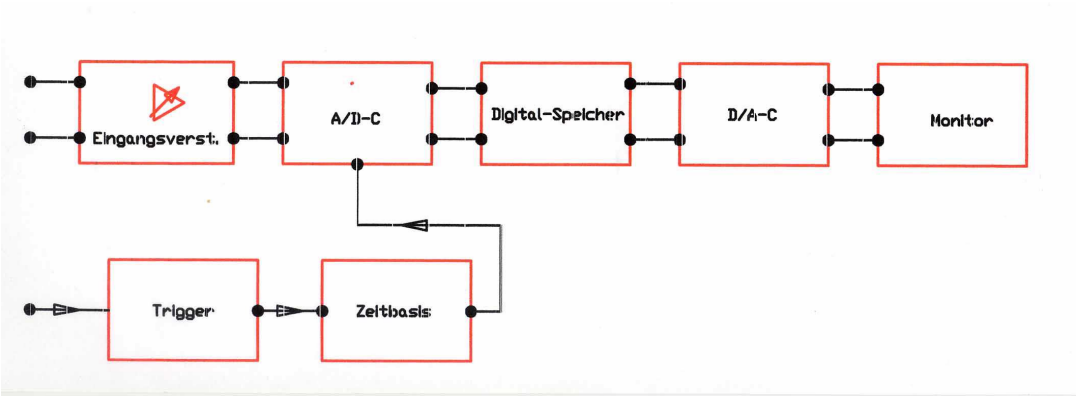

Abb. 79 Blockschaltbild eines Transienten-Recorders

besteht i.a. aus einem sog. programmierbaren Verstärker, einem Verstärker also, dessen Verstärkung über ein digitales Signal in Stufen umgeschaltet werden kann. Hierdurch kann dafür gesorgt werden, dass das Eingangssignal optimal verstärkt wird, den nachfolgenden Signalkreis also gerade noch nicht übersteuert. Die Verstärkungs-Umschaltung erfolgt entweder automatisch über einen geräte-internen Abgleichmechanismus oder extern durch den Operator. Ganz ähnlich wie bei der Zeitbasis

eines Oszilloskops legt man mit der Triggerfunktion den Zeitpunkt fest, an dem die Signalaufzeichnung beginnt. Danach löst die Zeitbasis für eine definierte Anzahl von Wiederholungen in definierten Zeitabständen den Analog-Digitalwandler aus, der seine Messwerte in dem Digitalspeicher ablegt. Diese können danach vorzugsweise in derselben Reihenfolge wieder ausgelesen und in der Wiedergabe-Einheit z.B. digital-analog-gewandelt und danach auf einem Monitor angezeigt werden. Durch permanent wiederholtes Auslesen entsteht ein periodisches Signal und damit ein permanentes und stehendes Bild auf dem Monitor. Da die Auslesefrequenz in keiner Weise an den Zahlenwert der ursprünglichen Abtastfrequenz gebunden ist, erlaubt der Transienten-Recorder eine nahezu beliebige Zeitdehnung oder Zeitraffung. Daher kann das aufgezeichnete Signal auch von einem beliebigen anderen Ausgabegerät für elektrische Signale wiedergegeben werden, z.B. auch von einem (relaiv langsamen) Analogschreiber.

Ein besonderer Vorteil des Transienten-Recorders ist das sog. *pre-triggering*: Der Recorder zeichnet das Messsignal ständig und *round the corner* auf. D.h. die Anzahl N der aufgezeichneten Datenpunkte ist fest vorgegeben, und wenn dieser Wert erreicht ist, wird der nächste Messwert wieder an die 1. Stelle geschrieben, der ursprüngliche Messwert also überschrieben. Dieser Vorgang wiederholt sich ständig, bis zu einem Zeitpunkt t_1 das Triggersignal ausgelöst wird und, ggflls. noch um einen vorgegebenen Bruchteil δ der gesamten Messzeit T verzögert, diesen Vorgang abbricht. Im Speicher stehen dann die Messdaten des Zeitintervalls

$$\text{Messintervall } = [t_1 - (1-\delta)\cdot T \ ; \ t_1 + \delta \cdot T] \tag{14.310}$$

Auf diese kann man dafür sorgen, dass die wirksame Aufzeichnung **vor** der Auslösung des Triggersignals einsetzt. Dieses ist bei einer Reihe von Messaufgaben von essentieller Bedeutung, insbesondere bei der Analyse eines seltenen statistisch auftretenden Ereignisses, bei dem die Bereitstellung eines Vorwarnsignals schwierig oder unmöglich ist. Löst man dann die Registrierung erst mit dem Signal selbst aus, hat man keine Möglichkeit, auch die Prozesse aufzuzeichnen, die in dem System kurz vor diesem Ereignis abgelaufen sind. D.h. man kann den Prozess selbst registrieren, aber nicht die Vorgänge, die diesen ausgelöst haben. Ein typisches Beispiel für diese Problematik ist die Schadensanalyse an Bauteilen (s. Abschnitt **??**). Hier ist es sehr schwierig vorherzusagen, wann genau bei einem Belastungsexperiment die Zerstörung einsetzen wird. Diesen oft sehr schnellen Vorgang gilt es aber in diesem Anwendungsbeispiel mit möglichst hoher Zeitauflösung zu analysieren, insbesondere die Vorgänge kurz **vor** der makroskopischen Zerstörung. Dieser *Blick in die Zukunft* ist durch die Möglichkeit des pre-triggering de facto gegeben.

Der Transienten-Recorder erlaubt auch das *post triggering*, nämlich durch Einstellen eines Wertes $\delta > 1$. Diese Möglichkeit hat aber nicht dieselbe praktische Relevanz wie das pre triggering, denn ein derartiger Betrieb ist auch mit jedem konventionellen Oszilloskop möglich.

Bei den heutigen kommerziellen Geräten wachsen diese beiden Gerätetypen

Oszilloskop und *Transienten-Recorder* immer mehr zusammen: Oszilloskope besitzen oft die Möglichkeit der digitalen Speicherung des Messsignals, und Transienten-Recorder erlauben meist auch die unmittelbare Wiedergabe des in ständiger Wiederholung aufgezeichneten Signals.

14.9.6 Das Sampling-Oszilloskop (-)

Der Begriff des *Sampling*, in deutscher Übersetzung des *Abtasten* eines analogen Signals, ist uns aus dem Abschnitt 14.6.12 bereits gut bekannt. In dem nun folgenden Abschnitt werden wir uns mit einem Gerätekonzept auseinander setzen, das eine **ganz bestimmte, spezifische** Sampling-Technik einsetzt mit dem Ziel, extrem kurze Signale mit einem elektronischen Gerät aufzuzeichnen und wiederzugeben, das - bis auf den diese Sampling-Technik nutzenden Eingangsmodul - gar nicht in der Lage ist, die Frequenzen zu verarbeiten und wiederzugeben, die diesen extrem kurzen Signalen entsprechen. Dieser Eingangsmodul führt eine **Zeitdehnung** des Eingangssignals durch, bei dem der relative Verlauf des Signals unverändert bleibt. In mathematischer Formulierung lautet diese Signaltransformation

$$\begin{aligned} U(t) &\longrightarrow U_S(t) \text{ wobei gilt:} \\ U_S(t_0) &= U(t_0) \\ U_S(t_0 + Z \cdot n \cdot \delta t) &= U(t_0 + n \cdot \delta t) \\ \delta t &: \text{Sampling rate (Abtastrate)} \\ n &: \text{lfd. Nr. der erzielten Messwerte} \\ Z &: \text{Faktor der Zeitdehnung} \end{aligned} \tag{14.311}$$

Soll also z.B. ein Eingangssignal mit einer zeitlichen Auflösung von $0,1 \cdot ns$ aufgezeichnet und wiedergegeben werden, so reduziert sich diese Anforderung bei einem Zeitdehnungsfaktor $Z = 10^3$ auf die Signalverarbeitung und -wiedergabe mit einer zeitlichen Auflösung von $0,1 \cdot \mu s$ entsprechend einer Grenzfrequenz der Größenordnung $10 \cdot MHz$. Diese Anforderung ist schon seit ca. $50 \cdot y$ keine ernsthafte Herausforderung mehr für den Entwickler eines elektronischen Gerätes. Die wichtigste konkrete Anwendung dieser speziellen Sampling-Technik ist das *Sampling-Oszilloskop*.

Wir wenden uns nun der Funktionsweise dieses Eingangsmoduls eines Sampling-Oszilloskop zu.

(XXX: Der weitere Text des Abschnitts *Das Sampling-Oszilloskop* ist noch nicht verfügbar. Danach folgt:)

Ein Konzept, das dem des soeben beschriebenen Sampling-Oszilloskops sehr nahe kommt, finden wir in der aktuell intensiv betriebenen Ultrakurzzeit-Spektroskopie im fs- bzw. sub-fs-Bereich wieder: Ein physikalisches System wird mit einem fs-Pulslaser angeregt und nach einer wohlbestimmten, einstellbaren Wartezeit δt derselben Größenordnung mit einem noch kürzeren Laserimpuls abgefragt. Gemessen wird das Antwortsignal in Abhängigkeit dieser Wartezeit δt. Einer Forschergruppe unter der Federführung des MPI für Quantenoptik in München-Garching gelang es auf

diese Weise, die quantenmechanischen Oszillationen eines Krypton-Atoms zu quantifizieren, nachdem es in einem vorgeschalteten Prozess eines seiner Elektronen verloren hatte ([11]). Das Ergebnis dieser Untersuchung ist in der Abb. 80 in Form einer idealisierten Computergraphik visualisiert:

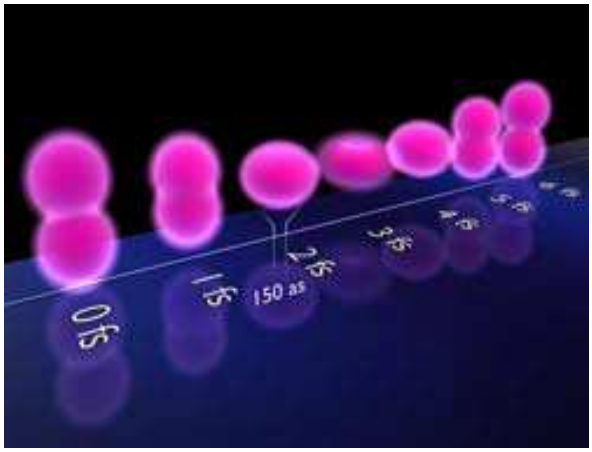

Abb. 80 Quantenmechanische Oszillation eines 1-fach ionisierten Krypton-Atoms (Quelle: http://www.attoworld.de/home/newsAndPress/BreakingNews/index.html Autor der Computergraphik ist Dr. Christian Hackenberg, LMU München)

(XXX: Der weitere, das dargestellte Ergebnis im Detail diskutierende Text ist noch nicht verfügbar.)

.

14.9.7 Der Lock-In-Verstärker (-)

Das heute wichtigste Anwendungsgebiet des elektronischen *Lock-In-* oder auch *Homodyn-Verstärkers* ist die selektive **Verstärkung** eines periodischen Signals bekannter Grundfrequenz ω_1 bei weitgehender **Unterdrückung** aller übrigen Anteile im Eingangssignal, die nicht periodisch in dieser Frequenz ω_0 sind. Diese Bedingung ist insbesondere für jede Art von Rauschen erfüllt. Der Lock-In-Verstärker ist also ein mächtiges Werkzeug zur Verbesserung des Signal/Rausch-Verhältnisses, sofern denn das Signal streng periodisch ist. Das Konzept des Lock-In-Verstärkers ist eng mit dem mathematischen Konzept der *Fourier-Analyse* bzw. der Entwicklung von Funktionen in eine Fourier-Reihe (Abschnitt 3.1.9) verknüpft. Wie wir dort gelernt haben, erhalten wir die Amplitude und Phase der in einem beliebigen Signal enthal-

tenen Komponente mit der Frequenz ω_1, indem wir die Integrale

$$B_{\omega 1} = \frac{1}{n \cdot T} \cdot \int_{t}^{t+n \cdot T} F(t^{'}) \cdot \sin \omega_1 \cdot dt^{'} \tag{14.312}$$

$$C_{\omega 1} = \frac{1}{n \cdot T} \cdot \int_{t}^{t+n \cdot T} F(t^{'}) \cdot \cos \omega_1 \cdot dt^{'} \tag{14.313}$$

bilden und danach die Amplitude und Phase der ω_1-Komponente gem.

$$A_{\omega 1} = \sqrt{B_{\omega 1}^2 + C_{\omega 1}^2} \quad ; \quad \varphi = \arctan \frac{C_{\omega 1}}{B_{\omega 1}} \tag{14.314}$$

berechnen. Die Integration erfolgt dabei (zunächst) über exakt n Perioden. Führen wir daher an einem elektronischen Signal genau diese Operationen aus, dann erhalten wir als Ergebnis die Amplitude und Phase des in diesem Signal enthaltenen, exakt ω_1- periodischen Anteils und zwar (in 1. Näherung) unabhängig von den übrigen in diesem Signal noch enthaltenen Signalanteilen! Nun besteht die Aufgabe eines (analogen) elektronischen Verstärkers i.a. aber nicht darin, einmalig einen Wert zu bestimmen. Vielmehr soll dieses Gerät ein kontinuierlich am Eingang anstehendes Eingangssignal U_e zu einem ebenfalls kontinuierlich am Ausgang bereitgestellten Ausgangssignal U_a verarbeiten. Die Aufgabe eines Lock-In-Verstärkers ist also die Bildung einer Art von *gleitendem Mittelwert*, der aber die o.a. Eigenschaft besitzt, dass nämlich in ihm überwiegend nur der ω_1- periodische Anteil enthalten ist.

Die Standardlösung dieser speziellen Mittelwertbildung besteht darin, dass zur Bestimmung der Werte $B_{\omega 1}(t)$ und $C_{\omega 1}(t)$ das Messsignal $F(t)$ mit einer Gewichtsfunktion $g(t^{'} - t)$ multipliziert wird und danach die Integration über die gesamte Vergangenheit $t^{'} \leq t$ ausgeführt wird,

$$B_{\omega 1}(t) = \int_{-\infty}^{t} g(t - t^{'}) \cdot F(t^{'}) \cdot \sin \omega_1 \cdot dt^{'} \tag{14.315}$$

Diese Gewichtsfunktion wird derart gewählt, dass sie nur für genügend kleine Werte von $(t - t^{'})$ deutlich von 0 verschieden ist,

$$|t - t| \gg \tau \Rightarrow g(t - t^{'}) \approx 0^{'} \tag{14.316}$$

Hierdurch erhält $A_{\omega 1}(t)$ die Bedeutung eines über die Zeitkonstante τ berechneten gleitenden Mittelwertes. Außerdem ist man von der Bedingung befreit, die Integration über exakt n Perioden ausführen zu müssen. Bezahlt wird dies damit, dass nun die Genauigkeit in der Bestimmung von Amplitude und Phase der ω_1-periodischen Signalkomponente stark von dieser effektiven Integrationszeit τ abhängt. Dies gilt insbesondere für die Phasenmessung. Ist diese Bedingung nicht mehr in ausreichendem

Maße erfüllt, wirken sich die Einzelheiten der Funktion $g(t-t')$ auf das Ergebnis aus, insbesondere deren Ein- und Ausschaltverhalten. Diese störenden Effekte bezeichnet man als *aliasing*-Effekte.

(XXX: Der weitere, noch fehlende umfangreiche Text des Abschnitts *Der Lock-In-Verstärker* ist noch nicht verfügbar.)

(XXX: Der weitere Text des Kapitels *Messverfahren der Elektronik* ist noch nicht verfügbar.)

14.10 Tipps, Tricks und Spezialitäten (-)

(XXX: Der Kopftext des Kapitels *Tipps, Tricks und Spezialitäten* ist noch nicht verfügbar.)

14.10.1 Ratschläge zum Schaltungsentwurf (*)

Elektronische Schaltungen, die der Physiker entwirft, sind i.a. Unikate. Die Kosten der eingesetzten Bauelemente leisten daher einen weitgehend unbedeutenden Beitrag zu den Gesamtkosten der Elektronik-Entwicklung. Hauptziel muss sein, mit möglichst wenig Personalaufwand für Entwicklung, Fehlerbeseitigung und Praxistest ein Gerät zu erstellen, dass die gestellte Aufgabe fehlerfrei und dauerhaft erfüllt. Sog. *Kunstschaltungen*, Schaltungen also, die die geforderte Funktion mit einem Minimum an Bauelementen erfüllen, sollten daher konsequent vermieden werden, auch wenn sie in der Pionierzeit der Elektronik im kommerziellen Bereich sehr beliebt waren. Ihre Betriebssicherheit ist nämlich immer erst nach langwierigen Praxistests wirklich gesichert. Vielmehr sollten alle Schaltungen sinnvoll *überdimensioniert* werden. Damit meine ich z.B., dass alle relevanten Eigenschaften der Schaltung, z.B. die Spannungsverstärkung eines Signalverstärkers, nicht etwa durch die Kenndaten der beteiligten aktiven Bauelemente bestimmt sind, sondern durch die Kenndaten einiger weniger **passiver** Bauelemente. Die aktiven Bauelemente dagegen müssen in ihren Kenndaten nur gewisse Mindestvoraussetzungen erfüllen. Passive Bauelemente unterliegen nämlich i.a. deutlich geringeren Exemplarschwankungen sowie Alterungs- und Temperatur-Effekten. Sie müssen daher nur mit den erforderlichen Toleranzen ausgewählt werden. Ein zusätzlicher Feinabgleich ist dann nur in Sonderfällen erforderlich. Die im Abschnitt 14.3.5 diskutierte Schaltung eines stabilen Spannungsverstärkers ist ein solches positives Beispiel: An die Stromverstärkung des Transistors wird bei dieser Anwendung nur die Forderung $\beta > \beta_{\min}$ gestellt. Solange diese Bedingung erfüllt ist, kann man den Einfluss der Stromverstärkung des Transistors auf die Spannungsverstärkung der Schaltung vernachlässigen und es gilt

$$V \approx \frac{R_a}{R_e} \tag{14.317}$$

Eine in vielen Fällen empfehlenswerte Variante zu konventionellen Schaltungsprinzipien ist die intelligente Kombination von npn- und pnp-Transistoren.

Besondere Sorgfalt ist bei der Verwendung mechanisch bewegter Kontakte zur Erzeugung von Eingangssignalen zu beachten, also z.B. beim Einsatz von Relais (s. Abschnitt 14.2.10) oder mechanischen Schaltern. Alle diese Kontakte enthalten federnde Elemente und zeigen daher ein mehr oder weniger stark ausgeprägtes *Prellverhalten*: Im Anschluss an die Auslösung des Elementes schließt sich der Kontakt nicht etwa einmal und bleibt dann bis zum Rückschalten des Elementes geschlossen. Vielmehr öffnet und schließt sich der Kontakt danach nochmals mehrfach, bis er schließlich stationär geschlossen bleibt. Ohne besondere elektronische Maßnahmen führt dieses Prellen zu einem entsprechenden oszillatorischen Verhalten des mit Hilfe des Kontaktes erzeugten elektronischen Signals. Im Laborjargon wird dieses Verhalten als *Jitter* bezeichnet. Dies kann zu verhängnisvollem Fehlverhalten der Elektronik führen. Eine i.a. sichere Lösung dieses Problems verwendet sowohl den Arbeits- als auch den Ruhekontakt dieses Schalters in Verbindung mit einem Flip-Flop, s. Abb. 81. Da bei einem korrekt funktionierenden Schalter der mechanische Kontakt

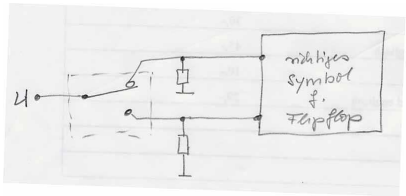

Abb. 81 Entprellen eines mechanischen Kontaktes mit Hilfe eines Flip-Flops

nur gegen die jeweils neue Position prellt, aber nicht bis zur alten Position wieder zurückschwingt, schaltet jetzt jeweils der von der ersten Kontaktberührung erzeugte Impuls das Flip-Flop in die jeweils neue Position, und die nachfolgenden Jittersignale sind ohne Auswirkung.

Besondere Aufmerksamkeit und z.T. veränderte Techniken des Schaltungsaufbaus sind erforderlich, sobald es sich um elektronische Funktionsgruppen im Frequenzbereich der Größenordnung $100 \cdot MHz$ und darüber handelt. Jetzt führen Zuleitungen endlicher Länge und deren geometrische Position relativ zueinander bereits bereits zu signifikanten (Streu-)Kapazitäten und Induktivitäten, die die reale Funktion der Einheit bereits deutlich verändern können. Die Basisempfehlung für den Aufbau solcher Einheiten aus diskreten Bauelementen lautet: Man gehe von einer aestetisch ansprechenden Verdrahtung von räumlich wohl geordneten Bauelementen zu einer Verdrahtungsweise über, die im englisch-sprachigen Laborjargon als *ugly construction* (wörtlich schmutziger Aufbau) bezeichnet wird: Als Masseverbindung dient ein elektrisch gut leitendes Metallblech, häufig eine Seite des kleines Gehäuses, das die Funktionseinheit aufnimmt. Auf dieses Blech werden möglichst viele der Bauelemente direkt aufgelötet. Als nicht auf Massepotenzial liegende Lötstützpunkte kann man hochohmige Widerstände verwenden, die elektrisch funktionslos sind. Die Abb. XXX zeigt als Beispiel einer derart aufgebauten elektronischen Einheit einen UKW-

Vorverstärker. (XXX: Diese Abb. ist noch nicht verfügbar.)

(XXX: Der weitere Text des Abschnitts *Ratschläge zum Schaltungsentwurf* ist noch nicht verfügbar. Darauf folgt:)

Die z.T. bereits bei dem Entwurf einer Schaltung zu berücksichtigenden Maßnahmen zur Berücksichtigung von Störsignalen sind mir derart wichtig, dass ich sie in einem eigenen Abschnitt darstelle.

14.10.2 Detail-Empfehlungen zur Störsignalreduzierung (*)

Ich beginne diesen Abschnitt mit der Wiederholung des Hinweises, dass eine sorgfältige Planung der Störsignalminimierung und die konsequente Umsetzung dieser Planung gar nicht ernst genug genommen werden kann. Leichte Nachlässigkeiten in diesem Bereich können die Funktionsfähigkeit der gesamten elektronischen Anordnung in Frage stellen. Als ein Beispiel dafür, dass auch professionelle industrielle Arbeitsgruppen in diese Falle tappen können, nenne ich die in [34] von Heft 3 auf S. 88 mit bewundernswerter Offenheit geschilderte Situation, in der genau diese Problematik des ungewollten Übersprechens von Störsignalen den Erfolg eines $4,5 \cdot 10^6 \cdot DM$ teuren Raketen-Experimentes fast zunichte gemacht hätte.

Die bereits im Abschnitt 14.7.2 dringend empfohlene sog. galvanische Trennung von Geräten bzw. Baugruppen, die mit einander verbunden sind, ist in der digitalen Signalverarbeitung grundsätzlich immer möglich, z.B. durch den Einsatz von Optokopplern. Hierbei ist jedoch darauf zu achten, dass trotz alle dem jede Signalleitung in jedem Moment auf einem wohldefinierten elektrischen Potenzial liegt. D.h. man muss Schaltungseinheiten, die von den übrigen elektronischen Baugruppen galvanisch vollkommen getrennt sind, im Laborjargon also *in der Luft* liegen bzw. *floaten*, wieder an **genau einer** Stelle auf ein wohldefiniertes Potenzial legen, z.B. auf Erdpotenzial. Anderenfalls stellt sich in diesem Schaltungsbereich ein Potenzialniveau ein, dass durch vom Entwickler nicht näher betrachtete und daher auch nicht beherrschte Störeffekte bestimmt wird. Ergebnis eines solchen elektronischen Aufbaus ist ein System, dessen Verhalten sich mit eben diesen Störeffekten signifikant verändert, z.B. bereits bei der Berührung des Gerätes durch den Operator.

In der analogen Signalverarbeitung gibt es dagegen keine derart einfache Möglichkeit zur galvanischen Trennung miteinander verbundener Geräte bzw. Baugruppen. Es gibt wohl sog. Analog-Optokoppler (s. Absatz S. 1850), deren Übertragungsfunktion hat aber in vielen Fällen nicht die von der Anwendung geforderte Genauigkeit. Eine Alternative zur galvanischen Trennung ist dann die Verwendung sog. *symmetrischer Signalleitungen*: Die beiden Signalleitungen werden jetzt möglichst identisch aufgebaut, insbesondere bzgl. ihrer induktiven und kapazitiven Kopplungen zum Rest des Gerätes, und der Eingangsverstärker eines jeden Gerätes bzw. einer jeden Baugruppe ist ebenfalls symmetrisch aufgebaut. D.h. das Signal am Ausgang dieser Eingangsstufe ergibt sich aus der Differenz der Spannungen auf diesen beiden Leitungen! Störsignale, die auf diese Leitungen einstreuen, sind daher in 1. Näherung auf beiden Leitungen identisch und werden daher von dem Differenzverstärker elimi-

niert. Den Aufbau und die Funktion eines derartigen Differenzverstärkers haben wir bereits im Abschnitt 14.3.5 besprochen.

Neben der bisher diskutierten passiven Störsignalreduzierung muss man in vielen Fällen auch eine *aktive Entstörung* vornehmen, also Maßnahmen ergreifen zur Reduzierung der Abstrahlungsleistung möglicher Quellen für elektromagnetische Störsignaleinstreuung in andere Geräte. Im eigenen Gerät sind dies insbesondere induktive Lasten, die durch das Gerät ein- und ausgeschaltet werden, also z.B. Relais und Motore, insbesondere Gleichspannungsmotore (wegen der an ihren Schleifkontakten auftretenden Abreißfunken). Diese sollten möglichst räumlich konzentriert und von der eigentlichen Elektronik getrennt montiert werden, um ggflls. zusätzliche Abschirm-Maßnahmen ergreifen zu können. Die Verbindungsleitungen sollten verdrillt und zu jeder induktiven Last separat geführt werden, auch wenn eine Leitung für mehrere derartige Lasten jeweils immer dieselbe Versorgungsspannung oder die Erdleitung ist. In vielen Fällen ist es günstig, die bei jedem Umschalten an einer induktiven Last auftretende Spannungsspitze durch Entstörbeschaltungen zu reduzieren (Parallelschaltung eines Kondensators, einer Diode oder eines VDRs (**v**oltage **d**epending **r**esistor)). Alle diese Maßnahmen verlängern jedoch die Umschaltzeit des induktiven Elementes.

Ein nicht selten während der Entwicklung einer elektronischen Schaltung auftretendes Problem ist die Neigung des Schaltungsaufbaus zu unkontrollierten Schwingungen. Diese haben fast immer eine sehr hohe Schwingungsfrequenz, die meist nahe der oberen Grenzfrequenz eines der aktiven Bauelemente dieser Schaltung liegt. Diese Schwingungen werden daher oft gar nicht unmittelbar festgestellt, da das Interesse des Entwicklers auf das Verhalten der Schaltung bei deutlich niedrigeren Frequenzen konzentriert ist. Typisch für diese Situation ist eine Instabilität der beobachteten Signale derart, dass sie sich bereits bei geringfügiger mechanischer Veränderung des Schaltungsaufbaus verändern. Ursache für dieses Verhalten ist eine ungewollte Rückkopplung des Signals von von einer Stelle zu einer innerhalb der Signalkette weiter vorne gelegenen Stelle. Wenn nun zwischen diesen beiden Stellen eine ausreichend hohe analoge Signalverstärkung gegeben ist, kann sich innerhalb dieses skizzierten Signalkreislaufs eine Verstärkung

$$|V_{\text{Kreis}}| > 1 \tag{14.318}$$

ergeben. Da bei jedem aktiven Element die Phasenverschiebung nahe seiner Grenzfrequenz ständig wachsende Wert annimt, wird irgendwann eine Gesamtverschiebung von $2 \cdot \pi$ erreicht. Erfüllt bei dieser kritischen Frequenz die Kreisverstärkung immer noch die Bedingung 14.318, fängt dieser Teil der elektronischen Schaltung an zu schwingen. Die Abhilfe besteht darin, die Mechanismen, die zu dieser ungewollten Rückkopplung geführt haben, zu beseitigen. Das können z.B. sein:

- signalbedingte Spannungsabfälle auf gemeinsamen Versorgungsleitungen;

- kapazitive Signalkopplung durch zu nahe bei einander verlaufende Signalleitungen, die von diesen beiden Punkten innerhalb der Signalkette ausgehen;
- nicht ausreichend konsequente Erdung von als Abschirmung vorgesehene mchanische Elemente;
- etc. .

Abschließend weise ich noch auf eine bei diesem Typ von Problemsituation unbedingt einzuhaltende experimentelle Vorgehensweise hin: Wenn es darum geht, die Ursache (d.h. genauer formuliert die aktuell **dominierende** Ursache) für die aktuell noch nicht akzeptabel hohen Störsignale zu finden, wird man als Arbeitshypothese eine möglicherweise dominante Quelle diagnostizieren und durch entsprechende Maßnahmen versuchen, ihren Einfluss zumindest signifikant zu reduzieren. Auch wenn diese Maßnahmen noch keine signifikante Verbesserung des Störsignalpegels erbracht haben, muss man, wenn es denn irgend möglich ist, diese Maßnahmen **zunächst so belassen** und mit der entsprechenden Bearbeitung einer neuen Hypothese für die gesuchte Ursache fortfahren. Erst wenn man die sich letztlich als dominierend erweisende Ursache gefunden und ihre Auswirkung ausreichend reduziert hat, kann man damit beginnen, die anderen Maßnahmen wieder rückgängig zu machen, um nun zu prüfen, ob sie wirklich nötig waren. Wie nämlich die Erfahrung zeigt, gibt es nur allzu oft nicht nur eine, sondern **mehrere annähernd gleich gewichtige** Ursachen für derartige Probleme, die sich statistisch überlagern. Die Beseitigung von nur **einer** dieser Ursachen verbessert dann die Situation nicht auffällig. Erst die Beseitigung der **letzten** relevanten Ursache bringt dann den Durchbruch! Die leichtsinnige Missachtung dieser Empfehlung hat schon manchen Experimentator unnötig in nur vordergründig unlösbare Probleme verstrickt.

14.10.3 Frequenzvergleich mit dem Oszilloskop (-)

Lissajous-Figuren sind ein einfaches experimentelles Hilfsmittel zum quantitativen und sehr genauen Frequenzvergleich 2-er elektronischer Signale bzw. zur absoluten Frequenzbestimmung eines Signals (unter Verwendung eines in seiner Frequenz kontinuierlich veränderlichen Frequenzstandards). Man gibt diese beiden Signale auf die Eingänge für die x- bzw. y-Ablenkung eines Oszilloskops (Abschnitt 14.9.4) und verstellt die Frequenz des Frequenzstandards solange, bis auf dem Oszilloskopschirm ein stehendes Bild erscheint. Aus der Struktur dieses Bildes liest man den Proportionalitätsfaktor der beiden Frequenzen ab sowie die aktuelle Phasendifferenz zwischen den beiden Signalen. Ist das Frequenzverhältnis nicht exakt rational, aber sehr nahe bei einem dieser Werte, entsteht auf dem Schirm des Oszilloskops bereits eine geschlossene Kurve, die aber nun stetig die zu den verschiedenen Phasenlagen gehörenden Strukturen durchläuft. Die Frequenz dieses Vorgangs ist gleich der Differenz zwischen der realen Frequenz des Messsignals und der nächst benachbarten Frequenz mit einem rationalen Frequenz-Verhältnis.

14.10.4 Optimierung eines Regelkreises (-)

(XXX: Der eigentliche Text des Abschnitts *Optimierung eines Regelkreises* ist noch nicht verfügbar. Danach folgt:)

Ein ernstes Problem in Zusammenhang mit Regelkreisen ist auch die Fehlersuche: Sobald ein Regelkreis ein offensichtlich nicht typgemäßes Verhalten zeigt, wird man an **jeder** einzelnen Stelle innerhalb dieses Regelkreises eine Abweichung von den "normalerweise" vorherrschenden Bedingungen feststellen, eben wegen der in diesem Kreis realisierten Rückkopplung. Es ist also oft sehr schwer, den Fehler zu lokalisieren. Wenn es denn irgendwie möglich ist, ohne dass weitere Elemente Schaden nehmen, sollte der Regelkreis an einer Stelle aufgetrennt werden. Nun kann man wieder das Signal entlang dieses nicht aufgetrennten Teils der Verarbeitungskette verfolgen. Dieses hat dann wohl i.a. nicht den im Normalfall vorliegenden Wert, eine Prüfung auf die Plausibilität des Zusammenhangs zwischen Ausgangs- und Eingangssignal einer jeden einzelnen Baugruppe ist dennoch vielfach möglich. Auf diese etwas mühselige Vorgehensweise wird man sehr oft nicht verzichten können.

14.10.5 Messzeit-Optimierung bei der Frequenzanalyse (-)

Von kommerziellen Geräten zur Frequenzanalyse beliebiger Signale ist man gewohnt, dass für eine präzise Messung von Amplitude und Phase des Messsignals eine Auswertung ausreichend vieler Perioden erforderlich ist.

Man kann sich jedoch durch einfaches Nachrechnen davon überzeugen, dass man sich von diesen Limitierungen weitgehend freimachen kann, sobald man die bei der Fourier-Analyse erforderlichen Integrationen so exakt wie möglich über genau n Perioden der Grundschwingung ausführt. Voraussetzung für dieses Konzept ist lediglich, dass eine entsprechend hochreine harmonische Referenzschwingung existiert, durch die der Beginn und das Ende einer jeden Periode entsprechend genau definiert ist .

Kerstin Förster von der Fachhochschule Aachen/Abteilung Jülich nutzte im Rahmen ihrer in meinem Labor durchgeführten Diplomarbeit 1986/87 dieses Verfahren, um ein Messverfahren zur dynamisch-mechanischen Analyse (s. Abschnitt 12.3.1) von Polymeren aufzubauen ([8]). Der in diesem Anwendungsfall apparativ vorgegebene Frequenzbereich für die aufgeprägte mechanische Belastung betrug

$$0,1 \cdot Hz \leq f \leq 1 \cdot Hz \tag{14.319}$$

Um trotz dieser sehr niedrigen Werte die für den gesamten Temperaturzyklus erforderliche Messzeit in Grenzen zu halten, wollten wir für jeden Messpunkt des komplexen Schermoduls $G(\omega)$ nur wenige Schwingungsperioden bereitstellen. Trotz der apparativ bedingten aus heutiger Sicht nur sehr mäßigen Abtastrate von $16 \cdot \frac{Messwerte}{s}$ erreichten wir eine Messgenauigkeit der Phasenverschiebung von

$$|\delta \tan \varphi| < 10^{-3} \tag{14.320}$$

(XXX: Der weitere Text des Abschnitts *Messzeit-Optimierung bei der Frequenzanalyse* ist noch nicht verfügbar.)

14.10.6 Der ALOA-Multilayer-Folienkondensator (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Der ALOA-Multilayer-Folienkondensator* ist noch nicht verfügbar.)

14.10.7 Die Kybernetik und der gesunde Menschenverstand (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Die Kybernetik und der gesunde Menschenverstand* ist noch nicht verfügbar.)

14.10.8 Das System Volkswirtschaft (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Das System Volkswirtschaft* ist noch nicht verfügbar.)

14.11 Aufgaben (-/-)

1. (XXX: Der Text dieser Aufgabe ist noch nicht verfügbar.)

2. (XXX: Der Text dieser Aufgabe ist noch nicht verfügbar.)

3. (XXX: Der Text dieser Aufgabe ist noch nicht verfügbar.)

4. (XXX: Der Text dieser Aufgabe ist noch nicht verfügbar.)

5. (XXX: Der Text dieser Aufgabe ist noch nicht verfügbar.)

6. (XXX: Der Text dieser Aufgabe ist noch nicht verfügbar.)

(XXX: Der weitere Text des Kapitels *Aufgaben* ist noch nicht verfügbar.)

14.12 Zahlenwerte (-/-)

$\rho(\text{Kupfer}) = 17,8 \cdot 10^{-9} \cdot \Omega \cdot m$ (XXX: Kennzeichnung für spez. Widerstand überprüfen)
$\rho(\text{Konstantan}) = 0,52 \cdot 10^{-6} \cdot \Omega \cdot m$ ([2])
Temperaturkoeffizient des spezifischen Widerstandes: $\alpha(\text{Konstantan}) = 1 \cdot 10^{-5} \cdot K^{-1}$

(XXX: Der weitere Text des Kapitels *Zahlenwerte* ist noch nicht verfügbar.)

14.13 Literatur (-)

1. (XXX: Das an dieser Stelle vorgesehene Literaturzitat ist noch nicht verfügbar.)
2. F. Klutke, Elektronik I: Die Berechnung elektronischer Schaltungen im eingeschwungenen Zustand mit Matrizen und komplexen Zahlen. Unveröffentlichtes Vorlesungsmanuskript; Lübeck 1959
3. (XXX: Das an dieser Stelle vorgesehene Literaturzitat ist noch nicht verfügbar.)
4. Fraunhofer Institut, Zuverlässigkeit und Mikrointegration, Infoblatt 04/02: Mikromechanisches Relais (www.izm.fraunhofer.de)
5. DIN EN 60617-8 sowie DIN 40700 Teil 14(XXX: Der vollständige Text des an dieser Stelle vorgesehenen Literaturzitats ist noch nicht verfügbar.)
6. (XXX: Das an dieser Stelle vorgesehene Literaturzitat ist noch nicht verfügbar.)
7. W. Jacobsen, Orientierende Vorstudie zum Projekt Mehrschichten-Kondensatorfolie, unveröffentlichter interner Bericht der Bayer-AG Leverkusen v. 18.02.1985
8. Kerstin Förster, Dynamische thermomechanische Analyse von Polymeren, Diplomarbeit Fachhochschule Aachen/Abteilung Jülich, April 1987
9. H. Nyquist, Regeneration Theory, Bell System Technical Journal 11 (1932) p. 126-147
10. Walter Bruch, Farbfernseh-Empfänger für ein farbgetreues NTSC-System, Patent 1 252 731 B v. 31.12.1962
11. E. Goulielmakis et al., Real Time Observation of Valence Electron Motion, Nature 466 (August 2010) p. 739-744