

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

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

14.8 Elektronik des täglichen Lebens (-)

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

14.8.1 Der Rundfunk-Empfänger (-)

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

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

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

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

$2 \cdot kHz$) liegt, wird in seiner Momentan-Amplitude entsprechend dem Informationssignal moduliert, s. Abb. 56. Im Empfangsgerät wird dann das Signal gleichgerichtet,

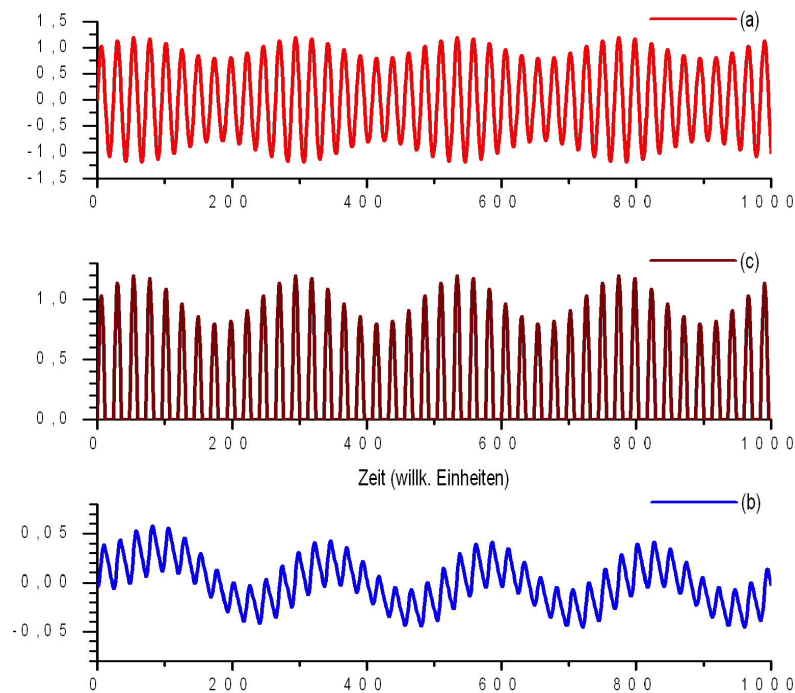


Abb. 56 Demodulation eines amplitudenmodulierten Signals
(a) Ausgangssignal (b) nach der Gleichrichtung (c) nach der Siebung

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. In dem in der Abb. 56 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 z.B. $\frac{300 \cdot kHz}{1 \cdot kHz} = 100 : 1$.

Ein derart konzipierter Rundfunk-Empfänger besteht also aus den in der Abb. 57 skizzierten Baugruppen. Als (für die Frequenz von ca. $200 \cdot kHz$ geeigneten) Gleichrichter verwendete man ursprünglich einen sog. *Kristalldetektor*, einen *Schottky-Kontakt*, s. Absatz 9.5, der durch einen kleinen Block eines natürlich vorkommenden

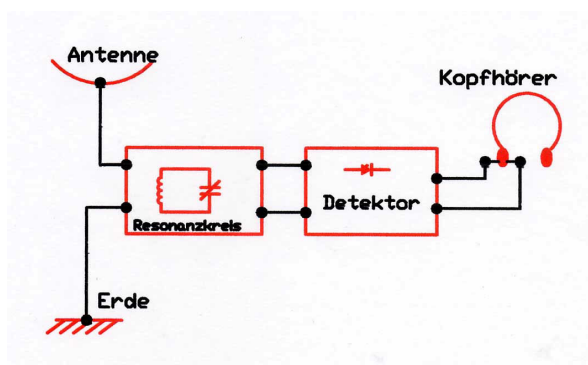


Abb. 57 Blockschaltbild eines nur aus passiven Elementen bestehenden Rundfunk-Empfängers

Halbleiterkristalls (meist *Bleiglanz* (Galenit PbS) oder Pyrit (FeS_2)) und eine auf diesen Block gedrückte Metallspitze gebildet wurde ^{||}. Solange die in der Abb. 57 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. 58. Dieser sog. *Einkreis-Empfänger* enthält typischerweise 3 aktive Bauelemente: den Eingangverstärker, den Gleichrichter und den Endverstärker. Der im nationalsozialistischen Deutschland mit großem Propaganda-Aufwand gefertigte und vertriebene sog. *Volksempfänger VE301 (Goebels-Schnauze)* war genau so aufgebaut.

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 Senderauswahl die Resonanzfrequenz mehrerer Resonanzkreise

^{||}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 fehlerarm und überdies noch nicht zu stark mechanisch beschädigt oder oxidiert war.

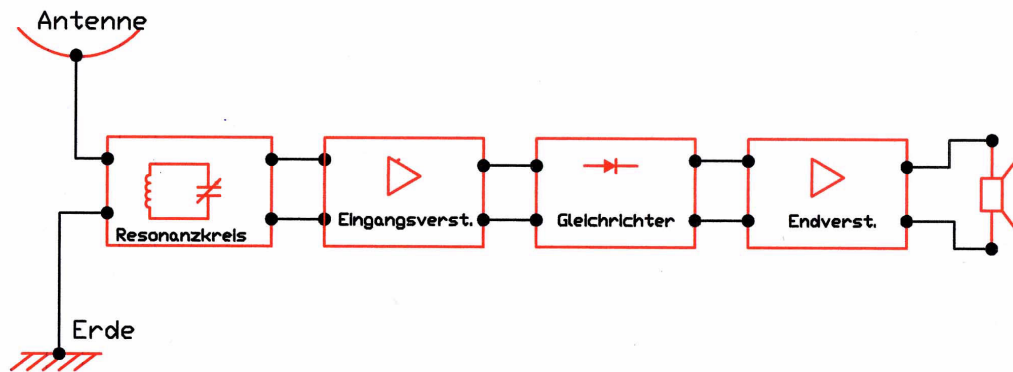


Abb. 58 Blockschaltbild eines Einkreis-Rundfunk-Empfängers

verändern müssen. Dass 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 $\omega_S - \omega_R$. Die nachfolgenden selektiven Verstärkerstufen sind nun alle auf dieselbe feste Frequenz ω_{ZF} abgestimmt, die als *Zwischenfrequenz* bezeichnet wird. Besteht also das Antennensignal aus einem Frequenzgemisch, so hat das Ausgangssignal dieser Gesamtheit die feste Frequenz ω_{ZF} , aber eine Amplitudenmodulation, die mit der Modulation derjenigen Ausgangsfrequenz(en) (s.u.) identisch ist, die die Bedingung

$$\omega_S - \omega_R = \omega_{ZF} \quad (14.198)$$

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 groß ist gegenüber der Bandbreite des zu übertragenden Informationssignals. Nur dann gelingt es, sicher zu stellen, dass auch die Zwischenfrequenz 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; † 1965 in Paris) beruhen.

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 UKW-Bereich der sog. *Ultrakurzen Wellen* ($1 \cdot m$ 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

$$f_{ZF} = 470 \cdot kHz \text{ für den MW-/KW-undLW-Bereich} \quad (14.199)$$

$$f_{ZF} = 10,7 \cdot MHz \text{ für den UKW-Bereich} \quad (14.200)$$

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 Informationstransferübertragung 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*. 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 dem an derselben Stelle im Empfangsgerät auftretenden 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 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. 59 wiedergegebene Blockstruktur.

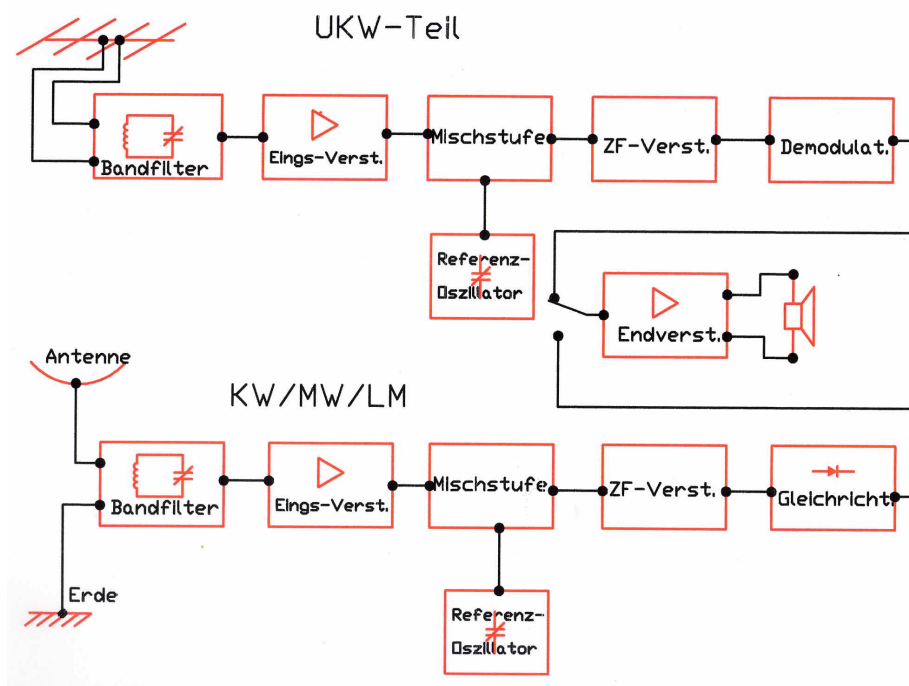


Abb. 59 Blockstruktur eines Superhet-Rundfunkempfängers für die Bereiche UKW/KW/MW/LW

Eine einfache technische Realisierung der Frequenzmodulation 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, eine ausgesprochene *Kunstschaltung*, die also eine komplexe Aufgabenstellung mit relativ wenig Bauelementen (insbesondere mit wenig aktiven Elementen) verwirklichte. (s. hierzu auch Abschnitt 14.10.1) (XXX: Der die Funktionsweise eines Ratiodetektors erläuternde Text ist noch nicht verfügbar.)

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 zuverlässiges

sigeres Funktionsprinzip umsetzen. Weit verbreitet ist ein auf der Phasendiskriminierung basierendes Prinzip, das wir bereits im Absatz S. 1378 behandelt haben

(XXX: Der weitere Text des Abschnitts *Der Rundfunk-Empfänger* ist noch nicht verfügbar.)

14.8.2 *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 war Manfred von Ardenne. Der Video-Monitor war eine Braunsche Röhre, 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. Die regelmäßige Ausstrahlung von Farbfernseh-Sendungen begann in den USA im Juni 1951, in Deutschland am 25.08.1967. .

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. 1354 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-Signals* (**B**ild/**A**ustastung/**S**ynchronisation), s. Abb. 60 und Absatz S. 1354. 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. 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 1946 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

$$f_z = 625 \cdot 25 \cdot Hz = 15,625 \cdot kHz \quad (14.201)$$

Für das Schreiben einer Zeile steht also eine Zeit von

$$\delta t_{\text{Zeile}} = 64 \cdot \mu s \quad (14.202)$$

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

$$\delta t_{\text{hA}} = 12 \cdot \mu s \quad (14.203)$$

festgeschrieben, so dass für die eigentliche Bildinformation einer Zeile nur noch der Wert

$$\delta t_{\text{Zeile,Bild}} = 52 \cdot \mu s \quad (14.204)$$

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 ineinander verschränkt, also in der Reihenfolge

$$1, 3, 5, 7 \dots 2, 4, 6, 8, \dots \quad (14.205)$$

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

$$\delta t_{\text{vA}} = 25 \cdot \delta t_{\text{Zeile}} = 1,6 \cdot ms \quad (14.206)$$

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 575 Zeilen zur Verfügung.

In die Austastlücken integriert sind dann noch jeweils die Synchronisationsimpulse zur exakten Synchronisation des Generators für das horizontale Ablenssignal und des Generators für das vertikale Ablenssignal. Insgesamt ergibt sich ein BAS-Signal (Bild, Austastung, Synchronisation), wie es in den nachfolgenden Abb. 60 bis XXX (XXX: die weiteren Abb. hierzu sind noch nicht verfügbar.) dargestellt ist:

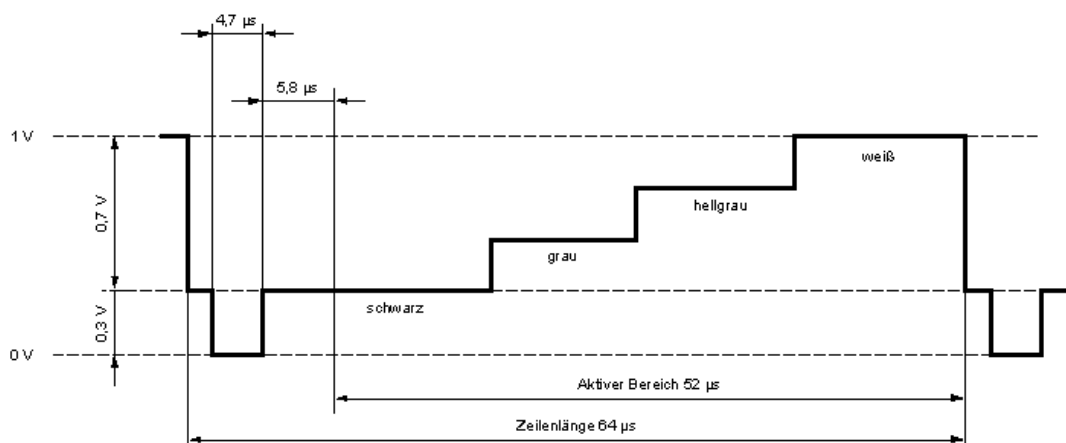


Abb. 60 Etwa 1 Zeile langer Ausschnitt aus einem BAS-Signal
(Quelle: Dieses Bild basiert auf dem Bild XXX aus der freien Enzyklopädie Wikipedia und steht unter der GNU-Lizenz für freie Dokumentation; Der Urheber dieses Bildes ist ABC.)

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

$$f_0 \geq f_{\text{Zeile}} \cdot 575 \cdot \frac{3}{2} = 13,5 \cdot \text{MHz} \quad (14.207)$$

Der Faktor $\frac{3}{2}$ resultiert aus dem damals vereinbarten Höhe/Seite-Verhältnis des Fernsehbildes von $\frac{2}{3}$. Dieser aus der Gl. 14.207 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

$$f_0 = 5,5 \cdot \text{MHz} \quad (14.208)$$

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 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. 14.208 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 des Fourierspektrums des BAS-Signals nahezu verschwindet, nämlich genau an die obere Bandkante der übertragenen Bildinformation.

$$f_{\text{Ton}} = 5,5 \cdot MHz \quad (14.209)$$

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 (-/-)

(XXX: Der Text des Absatzes *Der Farbfernseh-Empfänger* ist noch nicht verfügbar.)

14.8.3 Der Mobilfunk (-/-)

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

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

14.9 Messverfahren der Elektronik (-)

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

Letzte Änderung 15.11.2011

(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 ein 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 11.10.7.) 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 oberen Grenzwert des eingestellten Messbereichs und dem Eingangswiderstand des Spannungs-Messgerätes. Bei hochwertigen Drehspulinstrumenten erreicht diese Kenngröße Werte von etwa $50 \cdot k\Omega \cdot V$.

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 **Digital-Multimeter** (DMM) hat den selben Anwendungsbereich wie das klassische auf einem Drehspul-Instrument basierende Multimeter, nämlich die Ausführung der in der täglichen Arbeit des Elektrikers 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 kommerzielle DMMs erreichen bereits als preiswerte Modelle eine Messgenauigkeit bei der Spannungsmessung von $\frac{\Delta U}{U} < 10^{-4}$, Spitzengeräte erreichen Werte bis zu $\frac{\Delta U}{U} < 10^{-6}$.

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 zwar derart, dass deren Frequenz mit der Grundfrequenz des Messsignals übereinstimmt. Dann entsteht auf dem Leuchtschirm ein stehendes Bild, das von der das Gerät bedienenden Person 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 Rechtecksignals.
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.

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 Verstärkungseinheiten 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 dem selben 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 des selben 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 Nullpunktverschiebung 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. 61. Der Eingangsmodul 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

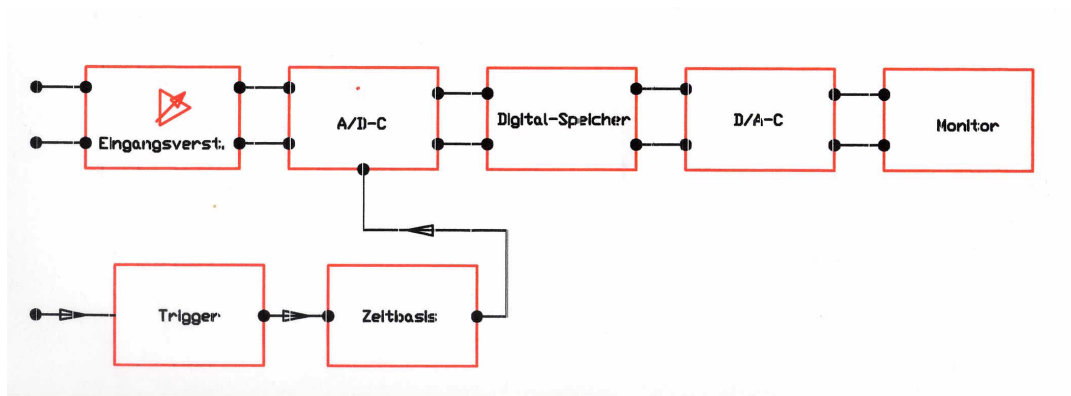


Abb. 61 Blockschaltbild eines Transienten-Recorders

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. von einem 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, ggfls. noch um einen vorgegebenen Bruchteil δ der gesamten Messzeit T verzögert, diesen Vorgang abbricht. Im Speicher stehen dann die Messdaten des Zeitintervalls

$$\text{Messintervall} = [t_1 - (1 - \delta) \cdot T ; t_1 + \delta \cdot T] \quad (14.210)$$

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. kann man 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 12.4.4). 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 Signale entsprechen. Dieser Eingangsmodul führt daher eine **Zeitdehnung** des Eingangssignals durch, bei dem der relative Verlauf des Signals unverändert bleibt. In mathematischer Formulierung lautet diese Signaltransformation

$$\begin{aligned}
 U(t) &\longrightarrow U_S(t) \text{ wobei gilt:} \\
 U_S(t_0) &= U(t_0) \\
 U_S(t_0 + Z \cdot n \cdot \delta t) &= U(t_0 + n \cdot \delta t) & (14.211) \\
 \delta t &: \text{ Sampling rate (Abtastrate)} \\
 n &: \text{ lfd. Nr. der erzielten Messwerte} \\
 Z &: \text{ Faktor der Zeitdehnung}
 \end{aligned}$$

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. $50 \cdot a$ 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 Max-Planck-Instituts für Quantenoptik in München-Garching gelang es auf diese Weise, die quantenmechanischen Oszillationen eines angeregten Valenzelektrons in einem Kristall zu quantifizieren. Das Ergebnis dieser Untersuchung ist in der Abb. 62 in Form einer idealisierten Computergraphik visualisiert:

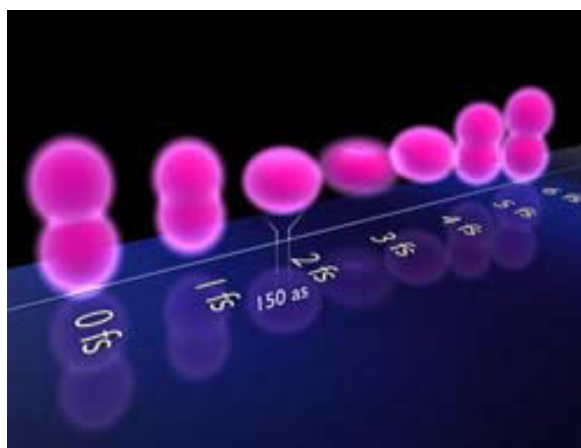


Abb. 62 XXX

(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 enthaltenen Komponente mit der Frequenz ω_1 , indem wir die Integrale

$$B_{\omega_1} = \frac{1}{n \cdot T} \cdot \int_t^{t+n \cdot T} F(t') \cdot \sin \omega_1 \cdot dt' \quad (14.212)$$

$$C_{\omega_1} = \frac{1}{n \cdot T} \cdot \int_t^{t+n \cdot T} F(t') \cdot \cos \omega_1 \cdot dt' \quad (14.213)$$

bilden und danach die Amplitude und Phase der ω_1 -Komponente gem.

$$A_{\omega_1} = \sqrt{B_{\omega_1}^2 + C_{\omega_1}^2} \quad ; \quad \varphi = \arctan \frac{C_{\omega_1}}{B_{\omega_1}} \quad (14.214)$$

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,

$$B_{\omega_1}(t) = \int_{-\infty}^t g(t - t') \cdot F(t') \cdot \sin \omega_1 \cdot dt' \quad (14.215)$$

Diese Gewichtsfunktion wird derart gewählt, dass sie nur für genügend kleine Werte von $(t - t')$ deutlich von 0 verschieden ist,

$$|t - t'| \gg \tau \Rightarrow g(t - t') \approx 0' \quad (14.216)$$

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, so dass die Kosten der eingesetzten Bauelemente einen weitgehend unbedeutenden Beitrag zu den Gesamtkosten der Elektronik-Entwicklung leisten. Hauptziel muss sein, mit möglichst wenig Personalaufwand für Entwicklung, Fehlerbeseitigung und Praxistest ein Gerät zu erstellen, das die gestellte Aufgabe fehlerfrei und dauerhaft erfüllt. Auch wenn sie in der Pionierzeit der Elektronik im kommerziellen Bereich sehr beliebt waren, sollten sog. *Kunstschaltungen* konsequent vermieden werden, Schaltungen also, die mit einem Minimum an Bauelementen die geforderte Funktion erfüllen. Ihre Betriebssicherheit ist nämlich immer erst nach langwierigen Praxistests wirklich gesichert. Vielmehr sollten alle Schaltungen sinnvoll *überdimensioniert* werden. Damit meine ich, 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 müssen in ihren Kenndaten dagegen 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 und in Sonderfällen zusätzlich fein abgeglichen werden. 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

$$V \approx \frac{R_a}{R_e} \quad (14.217)$$

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, als 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 *Preilverhalten*: 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. 63. Da bei einem korrekt funktionierenden Schalter der mechanische Kontakt

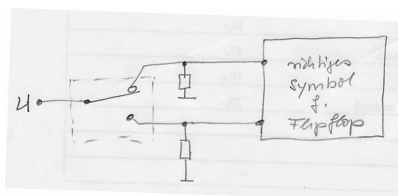


Abb. 63 Entprellen eines mechanischen Kontaktes mit Hilfe eines Flip-Flops

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.

(XXX: Der weitere Text des Abschnitts *Ratschläge zum Schaltungsentwurf* ist noch nicht verfügbar.)

14.10.2 Frequenzvergleich mit dem Oszilloskop (-/-)

(XXX: Der eigentliche Text des Abschnitts *Frequenzvergleich mit dem Oszilloskop* ist noch nicht verfügbar. Im Anschluss daran folgt:)

Lissajous-Figuren sind ein einfaches experimentelles Hilfsmittel zum quantitativen 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.

14.10.3 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 [27] 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 mit einander verbundener Geräte bzw. Baugruppen ist in der digitalen Signalverarbeitung grundsätzlich immer möglich, z.B. durch den Einsatz von Optokopplern. Hierbei ist jedoch darauf zu achten, dass trotz allem 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. 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 eliminiert. Die Abb. 64 zeigt den typischen Aufbau eines derartigen Differenzverstärkers aus

diskreten Elementen, also ohne Verwendung eines Operationsverstärkers.

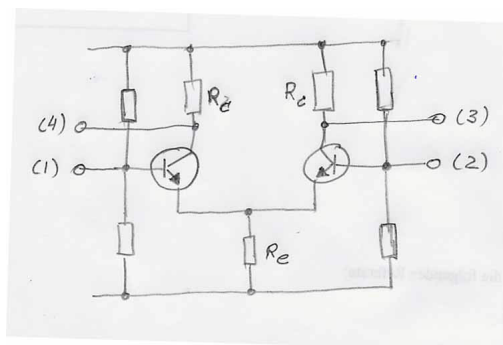


Abb. 64 Schaltungsprinzip eines symmetrischen Analogverstärkers

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. 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 Überschlagsfunken). Diese sollten möglichst konzentriert und von der eigentlichen Elektronik räumlich separiert montiert werden, um ggfls. zusätzliche Abschirmmaßnahmen ergreifen zu können. Die Verbindungsleitungen sollten verdreht 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 (Parallelschaltung eines Kondensators, einer Diode oder eines VDRs (**v**oltage **d**eveloping **r**esistor)) zu reduzieren. Alle diese Maßnahmen verlängern jedoch die Umschaltzeit des induktiven Elementes.

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

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.

14.10.4 Optimierung eines Regelkreises (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Optimierung eines Regelkreises* ist noch nicht verfügbar.)

14.10.5 Die Kybernetik und der gesunde Menschenverstand (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Die Kybernetik und der gesunde Menschenverstand* ist noch nicht verfügbar.)

14.10.6 Das System Volkswirtschaft (-/-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Das System Volkswirtschaft* ist noch nicht verfügbar.)

14.10.7 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. Zusammen mit Kerstin Förster von der Fachhochschule Aachen/Abteilung Jülich habe ich 1986/87 dieses Verfahren genutzt, um ein Messverfahren zur dynamisch-mechanischen Analyse (s. Abschnitt 12.3.1) von Polymeren aufzubauen ([8]). Um trotz der in diesem Anwendungsfall apparativ vorgegebenen sehr niedrigen Frequenz der aufgeprägten mechanischen Belastung von ca. $0,1 \cdot Hz$ bis $1 \cdot Hz$ 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 $16 \cdot \frac{\text{Messwerte}}{s}$ erreichten wir eine Messgenauigkeit der Phasenverschiebung von

$$|\delta \tan \varphi| < 10^{-3} \quad (14.218)$$

(XXX: Der weitere Text des Abschnitts *Messzeit-Optimierung bei der Frequenzanalyse* ist noch nicht verfügbar.)

14.10.8 Das ALOA-Konzept eines Multilayer-Folienkondensators (-)

(XXX: Der Text des Abschnitts *Das ALOA-Konzept eines Multilayer-Folienkondensators* 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 (-/-)

$$\rho(\text{Kupfer}) = 17,8 \cdot 10^{-9} \cdot \Omega \cdot m$$

$$\rho(\text{Konstantan}) = 0,52 \cdot 10^{-6} \cdot \Omega \cdot m \text{ ([2])}$$

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 Vorlesungsmanuscript; 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 (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