

Kohlrausch

**Praktische
Physik**

3

24. Auflage



B.G.Teubner Stuttgart

F. Kohlrausch

Praktische Physik

Zum Gebrauch für Unterricht, Forschung
und Technik

Herausgegeben von
Volkmar Kose · Siegfried Wagner

Unter Redaktion von
J. Bortfeldt · G. Dietze · K. Dorenwendt · S. German · W. Hemminger
R. Martin † · F. Melchert · A. Scharmann · H.-J. Schuster · P. Seyfried †
J. D. Sievert

Band 3

Bearbeitet von

W. Alberts · H. Bachmair · W. Baran · M. Biermann · W. Blanke · H. de Boer
J. Böhm · J. Bork · H. Bradaczek · A. Braun · E. Braun · K. Brendel · K. Brink-
mann · M. Cosack · P. Dämmig · K. Debertin · W. Demtröder · G. Dietze
K. Dorenwendt · W. Erb · D. Förste · S. German · W. Gorski · B. Großwendt
K. Grützmaker · G. Hein · W. Hemminger · G. Hildebrandt · A. Hofstaetter
J. Jäger · H. Jahrreiss · H.-J. Jung · B. Kastening · W. Kessel · D. Kind
H. H. Kirchner · G. Klingenberg · H. Kluge · M. Kochsiek · H.-M. Kramer
M. Kühne · R. Lauer · J. Lohrengel · R. Martin † · M. Matzke · G. Meerlender
G. Messer · K. Möstl · K. Müller · A. Odin · H. Oechsner · R. Oppermann
T. Polzin · H. Reich · K. J. Rosenbruch · S. M. Sarge · G. Sauter
K.-H. Schartner · W. Scheibe † · R. Scherm · H. Schumny · H.-J. Schuster
V. F. Sears · W. Seidel · W. Seiler · P. Seyfried † · F. Spieweck · U. Stumper
E. Tegeler · A. Thiel · P. Thoma · U. Varchmin · D. Voppel · K. Weise
B. Wende · K. Weyand · W. Wöger · K. Zander †

24., neubearbeitete und erweiterte Auflage

PTB-Bibliothek BS



1996.0443



B. G. Teubner Stuttgart 1996

Die Deutsche Bibliothek – CIP-Einheitsaufnahme

Kohlrausch, Friedrich:

Praktische Physik : zum Gebrauch für Unterricht, Forschung
und Technik / F. Kohlrausch. Hrsg. von Volkmar Kose ;
Siegfried Wagner. – Stuttgart : Teubner

Bd. 3. Bearb. von W. Alberts ... – 24., Neubearb. und erw.
Aufl. – 1996

ISBN 3-519-23000-3

NE: Alberts, W. [Bearb.]

Das Werk einschließlich aller seiner Teile ist urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung außerhalb der engen Grenzen des Urheberrechtsgesetzes ist ohne Zustimmung des Verlages unzulässig und strafbar. Das gilt besonders für Vervielfältigungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen und die Einspeicherung und Verarbeitung in elektronischen Systemen.

© B. G. Teubner, Stuttgart 1996

Printed in Germany

Satz: Schreibdienst Henning Heinze, Nürnberg

Druck und Binden: Hubert & Co GmbH & Co KG, Göttingen

Einbandgestaltung: Peter Pfitz, Stuttgart

Herausgeber:

Prof. Dr. V. Kose, PTB, Vizepräsident, Braunschweig

Prof. Dr. S. Wagner, Braunschweig

Redakteure:

Prof. Dr. J. Bortfeldt, Lehrte

Prof. Dr. G. Dietze, PTB, Abt. Atomphysik, Braunschweig

Prof. Dr. K. Dorenwendt, PTB, Abt. Optik, Braunschweig

Prof. Dr. S. German, Wolfenbüttel

Prof. Dr. W. Hemminger, PTB, Abt. Thermodynamik, Braunschweig

Prof. Dr. R. Martin †

Prof. Dr. F. Melchert, Braunschweig

Prof. Dr. A. Scharmann, I. Physikalisches Institut, Justus-Liebig-Universität, Gießen

Dr. H.-J. Schuster, PTB, Abt. Fertigungsmeßtechnik: Elektronik und Meßdatenverarbeitung, Braunschweig

Prof. Dr. P. Seyfried †

Dr. J. D. Sievert, PTB, Abt. Elektrizität: Magnetische Meßtechnik, Braunschweig

Mitarbeiter (Band 3):

Prof. Dr. W. Alberts, PTB, Abt. Neutronenphysik: Neutronendosimetrie, Braunschweig

Prof. Dr. H. Bachmair, PTB, Abt. Elektrizität, Braunschweig

Dr. W. Baran, Gräfensteinberg

Dr. M. Biermann, Hörnum

Prof. Dr. W. Blanke, PTB, Abt. Thermodynamik: Thermodynamische Grundlagen, Braunschweig

Prof. Dr. H. de Boer, PTB, Abt. Mechanik und Akustik, Braunschweig

Prof. Dr. J. Böhm, PTB, Abt. Atomphysik: Strahlenschutzmetrologie, Braunschweig

Dr. J. Bork, Vacuumschmelze GmbH, Hanau

Prof. Dr. H. Bradaczek, Institut für Kristallographie, Freie Universität, Berlin

Prof. Dr. A. Braun, PTB, Abt. Elektrizität: Elektrische Energiemeßtechnik, Braunschweig

Prof. Dr. E. Braun, PTB, Abt. Elektrizität: Elektrische Einheiten, Braunschweig

Dr. K. Brendel, Braunschweig

Prof. Dr. K. Brinkmann, PTB, Abt. Technisch-Wissenschaftliche Dienste, Braunschweig

Dr. M. Cosack, Bundesamt für Strahlenschutz, Braunschweig

Prof. Dr. P. Dämmig, Braunschweig

Prof. Dr. K. Debertin, PTB, Abt. Atomphysik: Radioaktivität, Braunschweig

Prof. Dr. W. Demtröder, Fb. Physik, Universität, Kaiserslautern

Prof. Dr. G. Dietze, PTB, Abt. Atomphysik, Braunschweig

Prof. Dr. K. Dorenwendt, PTB, Abt. Optik, Braunschweig

Dr. W. Erb, PTB, Abt. Optik: Photometrie, Braunschweig

Dr. D. Förste, Braunschweig

Prof. Dr. S. German, Wolfenbüttel

Dr. W. Gorski, Schwülper

Dr. B. Großwendt, PTB, Abt. Atomphysik: Strahlungstransportgrößen, Braunschweig

Dr. K. Grützmaker, PTB, Abt. Temperatur und Synchrotronstrahlung: Plasmaspektrometrie, Berlin

Dr. G. Hein, PTB, Abt. Elektrizität: Elektronische Werkstoffe, Braunschweig

Prof. Dr. W. Hemminger, PTB, Abt. Thermodynamik, Braunschweig

Prof. Dr. G. Hildebrandt, Fritz-Haber-Institut der Max-Planck-Gesellschaft, Berlin

Dr. A. Hofstaetter, Physikalisches Institut, Universität, Gießen

- Dr. J. Jäger, PTB, Abt. Thermodynamik: Druck, Braunschweig
 Prof. Dr. H. Jahrreiss, Köln
 Dr. H.-J. Jung, PTB, Abt. Temperatur und Synchrotronstrahlung: Strahlungsthermometrie, Berlin
 Prof. Dr. B. Kastening, Institut für Physikalische Chemie, Universität, Hamburg
 Dr. W. Kessel, PTB, Abt. Elektrizität: Elektrisches Rauschen, Braunschweig
 Prof. Dr. D. Kind, Braunschweig
 Prof. Dr. H. H. Kirchner, Braunschweig
 Dr. G. Klingenberg, PTB, Abt. Thermodynamik: Druck, Braunschweig
 Dipl.-Phys. H. Kluge, PTB, Abt. Neutronenphysik: Neutronendosimeter, Braunschweig
 Prof. Dr. M. Kochsiek, PTB, Präsidium, Braunschweig
 Dr. H.-M. Kramer, PTB, Abt. Atomphysik: Dosimetrie der Röntgenstrahlung, Braunschweig
 Prof. Dr. M. Kühne, PTB, Abt. Temperatur und Synchrotronstrahlung: Wärmemeßtechnik und Vakuumphysik, Berlin
 Dr. R. Lauer, PTB, Abt. Atomphysik: Elektronenstrahlen, Braunschweig
 Dr. J. Lohrengel, PTB, Abt. Thermodynamik: Wärmeleitung, Braunschweig
 Prof. Dr. R. Martin †
 Dr. M. Matzke, PTB, Abt. Neutronenphysik: Neutronendosimeter, Braunschweig
 Dr. G. Meerlender, Braunschweig
 Dr. G. Messer, Berlin
 Dr. K. Möstl, PTB, Abt. Optik: Radiometrie, Braunschweig
 Dr. K. Müller, Seeheim-Jugenheim
 Dr. A. Odin, PTB, Abt. Technisch-Wissenschaftliche Dienste: Qualitätssicherung, Braunschweig
 Prof. Dr. H. Oechsner, Fb. Technische Physik, Universität, Kaiserslautern
 R. Oppermann, PTB, Abt. Fertigungsmeßtechnik: Elektronik und Meßdatenverarbeitung, Braunschweig
 Dr. T. Polzin, Staatl. Materialprüfungsamt Nordrhein-Westfalen, Dortmund
 Prof. Dr. H. Reich, Braunschweig
 Prof. Dr. K. J. Rosenbruch, Braunschweig
 Dr. S. M. Sarge, PTB, Abt. Thermodynamik: Kalorische Größen, Braunschweig
 Dr. G. Sauter, Braunschweig
 Prof. Dr. K.-H. Schartner, I. Physikalisches Institut, Universität, Gießen
 Dr. W. Scheibe †
 Dr. R. Scherm, Institut Laue-Langevin, Grenoble
 Prof. Dr. H. Schumny, PTB, Abt. Medizinphysik und Informationstechnik: Meßdatenerfassung, Berlin
 Dr. H.-J. Schuster, PTB, Abt. Fertigungsmeßtechnik: Elektronik und Meßdatenverarbeitung, Braunschweig
 V. F. Sears, Institut Laue-Langevin, Grenoble
 Prof. Dr. W. Seidel, Institut für Physikalische Chemie, Universität, Gießen
 W. Seiler, Braunschweig
 Prof. P. Seyfried †
 Dr. F. Spieweck, PTB, Abt. Thermodynamik: Dichte, Braunschweig
 Dr. U. Stumper, PTB, Abt. Elektrizität: Hochfrequenznormale, Braunschweig
 Dr. E. Tegeler, PTB, Abt. Temperatur und Synchrotronstrahlung: Temperaturmeßtechnik, Berlin
 A. Thiel, Luftfahrt-Bundesamt, Braunschweig
 Dr. P. Thoma, München
 Prof. Dr. U. Varchmin, Institut für Elektrische Meßtechnik, Technische Universität, Braunschweig
 Prof. Dr. D. Voppel, Deutsches Hydrographisches Institut, Hamburg
 Prof. Dr. K. Weise, Schwülper
 Prof. Dr. B. Wende, PTB, Abt. Temperatur und Synchrotronstrahlung: Thermometrie und Strahlung, Berlin
 Dr. K. Weyand, PTB, Abt. Elektrizität: Stromstärkeeinheit, Braunschweig
 Dr. W. Wöger, PTB, Abt. Technisch-Wissenschaftliche Dienste: Physikalische Größen und Konstanten, Braunschweig
 Dr. K. Zander †

Geleitwort zur 24. Auflage des „Kohlrausch“

Die Naturwissenschaften, nicht zuletzt aber die Physik, haben in den zurückliegenden Jahrzehnten eine Entwicklung erfahren, die niemand vorhersehen konnte. Daraus hat die Metrologie, die Wissenschaft vom Messen, besonderen Nutzen gezogen.

Es ist sicher kein Zufall, daß viele der in dieser Zeit mit dem Nobelpreis ausgezeichneten wissenschaftlichen Leistungen innerhalb von wenigen Jahren die Präzisionsmessung wichtiger physikalischer Größen grundsätzlich verbessert haben. Dies gilt für die Entdeckung makroskopischer Quanteneffekte zur Reproduzierung elektrischer Einheiten ebenso wie für die Entwicklung des Raster-Tunnelmikroskops oder von Ionenfallen; die metrologische Erschließung des weiten Gebietes mesoskopischer Strukturen kündigt sich an. Bei nahezu allen Experimenten leistet die Informationstechnik heute einen wesentlichen Beitrag zur Meßanordnung, zur Durchführung von Messungen und zur Auswertung von Ergebnissen.

So entstand bald nach dem Erscheinen des letzten Bandes der 23. Auflage der Wunsch nach erneuter umfassender Überarbeitung. Für die Physikalisch-Technische Bundesanstalt ist es eine traditionelle Verpflichtung, solches Vorhaben nachdrücklich zu unterstützen und, wo immer möglich, Autoren aus den eigenen Reihen um Mitarbeit zu bitten. Wo dies nicht möglich war, haben wieder Wissenschaftler aus anderen Bereichen das Gelingen des Vorhabens durch ausgezeichnete Beiträge sichergestellt.

Alle Autoren, ganz besonders aber die Herausgeber V. Kose und S. Wagner, sowie die Redakteure haben eine große Leistung erbracht. Ihnen allen und der bewährten Zusammenarbeit mit dem Verlag verdanken wir den neuen „Kohlrausch“. Er wird sich, so hoffe ich zuversichtlich, wie alle früheren Auflagen als aktuelles Standardwerk der experimentellen Physik bewähren.

Dieter Kind
Präsident a. D. der
Physikalisch-Technischen Bundesanstalt

Vorwort zur 24. Auflage

Diese Auflage steht in der nunmehr 125jährigen Tradition des „Kohlrausch“ seit der einbändigen Erstausgabe im Teubner Verlag durch Friedrich Kohlrausch im Jahr 1870. Kohlrausch war zugleich Autor und Herausgeber bis zur 11. Auflage im Jahr 1910.

In der neubearbeiteten 24. Auflage, die in drei Bänden mit rund 2400 Seiten vorliegt, soll allen Naturwissenschaftlern, Ingenieuren und fortgeschrittenen Studenten, die sich bei ihrer Arbeit physikalischer Meßmethoden und -techniken bedienen, eine knappe, möglichst das gesamte Gebiet der Physik umfassende Darstellung der physikalischen Meßtechnik vermittelt werden. Die Tatsache, daß zwei Herausgeber, 11 Redakteure und 132 Autoren sich dieser Aufgabe annahmen, spiegelt gleichzeitig die Erkenntnis wider, daß der Einzelne heute nicht mehr in der Lage sein dürfte, über vertiefte Spezialkenntnisse auf allen Gebieten des physikalischen Geschehens zu verfügen. Hier bietet sich der „Kohlrausch“ als Ratgeber und Nachschlagewerk an, indem er dem „Fremdfachmann“ immer dringlicher benötigte rasche und gezielte Informationen und aktuelle Literaturzitate für die Lösung seiner Meßaufgabe und -probleme gibt.

Trotz knapper Darstellung der Beiträge wie in den vorangehenden Auflagen und weiterer Zunahme des Gesamtumfangs gegenüber der 23. Auflage, bleibt es nicht aus, in dem Gesamtwerk Schwerpunkte zu setzen und eine Auswahl vorzunehmen. Diese kann sich nicht nur an dem Interessanten oder Spektakulären orientieren, sondern muß den Bedürfnissen des Leser- und Benutzerkreises gerecht werden.

Die 24. Auflage hat gegenüber ihrer Vorgängerin unter Beibehaltung der bewährten Gliederungs- und Grundkonzeption eine komplette Neubearbeitung und Erweiterung erfahren. So ist der Text in allen Bereichen aktualisiert und entsprechend den zahlreichen inzwischen erzielten wissenschaftlichen Fortschritten – auch hinsichtlich aktueller Literaturzitate – ergänzt worden. Um dem Leser entgegenzukommen, wurde der Stoff neu auf die drei Bände verteilt. So beinhaltet der Band 3 neben den Tabellen und Diagrammen für das Gesamtwerk nunmehr zwei völlig neue Kapitel. Das Kapitel 10 über „Elektronik und Meßdatenerfassung“ umfaßt etwa 200 Seiten und trägt dem großen Fortschritt auf dem Gebiet der Elektronik und Datenerfassung Rechnung. Technologische Verbesserungen bei der Halbleiterfertigung ermöglichten eine Erhöhung der Integrationsdichte integrierter Schaltkreise um Größenordnungen und damit die Entwicklung neuer komplexer Bauelemente und Funktionsgruppen. Diese wiederum zogen neue Strategien und Konzepte auch bei der Prozeßdatenverarbeitung nach sich. Ein weiteres Kapitel 11 „Zusammenarbeit auf den Gebieten Meßwesen, Normung, Prüfwesen und Qualitätsmanagement (MNPQ)“ gibt einen Einblick in diese neuen Entwicklungen. Die Beseitigung technischer Handelshemmnisse und die grenzüberschreitende gegenseitige Anerkennung von Kalibrier- und Prü fzertifikaten haben im Rahmen der Schaffung des europäischen Binnenmarktes zu neuartigen Konzeptionen geführt, die sich auf alle Gebiete des Meß- und Prüfwesens, der Normung und der Qualitätssicherung auswirken und daher nicht fehlen sollten.

Darüber hinaus seien einige Neuerungen und Tendenzen beispielhaft aufgeführt, die die Meßtechnik in letzter Zeit wesentlich bereichert haben. So haben mehr und mehr

VIII

Meßgeräte, die auf der Grundlage makroskopischer Quantenphänomene basieren, Eingang in die Praxis gefunden. Dazu zählen elektrische Spannungs- und Widerstandsnormale auf der Basis des Josephson-Effektes und des von v. Klitzing entdeckten Quanten-Hall-Effektes, SQUID-Nulldetektoren, SQUID-Magnetometer, Kryo-Stromkomparatoren und weiterhin Laser. Außerdem wurde der Entwicklung Rechnung getragen, daß elektronische Digitalgeräte zunehmend klassische Zeigerinstrumente ablösen und in der Hochfrequenzmeßtechnik Halbleiterbauelemente und planare Mikrowellenschaltungen aus dem Versuchsstadium heraus in die praktische Anwendung gekommen sind. Die Temperaturmeßtechnik beruht seit 1990 auf einer neuen weltweit eingeführten internationalen Temperaturskala ITS-90. So wurden die neuen definierenden Fixpunkte, Interpolationsinstrumente und wegen der oft erforderlichen Umrechnung von Literaturdaten auch die Differenzen zu der bisherigen Temperaturskala aufgenommen. Der Leser findet außerdem Informationen über neue Meßgrößen für die Orts- und Personendosimetrie im Strahlenschutz.

Es ist selbstverständlich, daß das internationale Einheitensystem sowie die von der International Union of Pure and Applied Physics empfohlene Nomenklatur für Symbole und Einheiten durchgängig und konsequent angewendet wurden. Grundlage für die Zahlenwerte von Fundamentalkonstanten ist der derzeit gültige CODATA-Satz von Fundamentalkonstanten, der nach der Methode der kleinsten Quadrate 1986 ausgeglichen worden ist.

Die Herausgeber danken sehr herzlich den Redakteuren, Autoren, dem Verlag und seinen Mitarbeitern für ihre konstruktive, erfreuliche und erfolgreiche Zusammenarbeit. Der „Kohlrausch“ steht in der langjährigen Tradition der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt und ist mit ihren Aufgaben eng verknüpft, so daß wir ihrem Präsidenten a. D. Herrn Prof. Dr. D. Kind Dank sagen wollen für sein stets förderndes Interesse an diesem Gesamtwerk.

Wir gedenken an dieser Stelle unserer verehrten Mitarbeiter und geschätzten Kollegen, Rudolf Martin, Peter Seyfried, W. Scheibe und K. Zander, denen es durch ihren Tod nicht mehr vergönnt war, ihre Beiträge druckfertig im „Kohlrausch“ zu erleben.

Braunschweig, im November 1995

Die Herausgeber
V. Kose S. Wagner

Inhaltsübersicht zu Band 3

9	Allgemeines über Messungen und ihre Auswertung	1
9.1	Begriffs- und Einheitensysteme	
9.2	Wichtige Begriffe der Meßtechnik	
9.3	Auswertung von Messungen	
10	Elektronik und Meßdatenerfassung	59
10.1	Analogtechnik	
10.2	Grundlagen der Digitaltechnik	
10.3	Anwendungsspezifische Integrierte Schaltungen	
10.4	Integrierte Schaltungen mit software determinierter Funktion	
10.5	Datenerfassung und Signalanalyse	
10.6	Prozeßdatenverarbeitung	
10.7	Leistungs- und Störeinflüsse	
10.8	Bauelemente	
10.9	Symbole und Schaltzeichen (Auszug aus IEC 617)	
11	Zusammenarbeit auf den Gebieten Meßwesen, Normung, Prüfwesen und Qualitätsmanagement (MNPQ)	265
11.1	Physikalisch-technisches Meß- und Prüfwesen in Deutschland	
11.2	Fachübergreifende internationale Organisationen in der Meßtechnik	
11.3	Fachübergreifende Normungsorganisationen	
11.4	Zertifizierung, Akkreditierung und Notifizierung	
11.5	Qualitätsmanagement	
	Tabellen und Diagramme	
1	Mechanik	287
1.01	Wellenlängennormale der Länge – 1.02 Auswahl einiger europäischer Normalfrequenz- und Zeitmarkensender nach CCIR 1990 – 1.03 Normalschwere γ unter der geographischen Breite ϕ im Geodätischen Referenzsystem 1980 – 1.04 Werte der örtlichen Fallbeschleunigung – 1.05a Werte des Schweregrundnetzes 1976 der Bundesrepublik Deutschland (DSGN 76, Zentren) – 1.05b Schweregrad von Festpunkten I. Ordnung des Staatlichen Gravimetrischen Netzes (SGN) der ehemaligen DDR und Punkten des Einheitlichen Gravimetrischen Netzes (EGN) osteuropäischer Länder – 1.06 Dampfdruckkurven von Treibmitteln für Diffusionspumpen – 1.07 Manometer-Korrekturen – 1.07a Richtwerte von Korrekturfaktoren f zur Umrechnung der Anzeige von Ionisationsvakuummeter-Betriebsgeräten, deren Druckangabe in Stickstoff-Äquivalenten kalibriert ist – 1.07b Kapillardepression des Quecksilbers in mm – 1.08 Barometrische Höhenmessung (Normatmosphäre). Höhe H als Funktion des Luftdrucks p und Luftdruck p als Funktion der Höhe H – 1.09 Stoffwerte der Elastizität – 1.09a Chemische Elemente (polykristallin) – 1.09b Legierungen (polykristallin) – 1.09c Keramische und mineralische Stoffe – 1.09d Organische Stoffe – 1.09e Verbundwerkstoffe – 1.09f Flüssigkeiten – 1.09g Sonstige Stoffe – 1.10 Härteskala nach Mohs – 1.11 Härteprüfung Brinell: Prüfkraft – 1.12 Härteprüfung Brinell: Erfäßbarer Härtebereich für verschiedene Werkstoffgruppen – 1.13 Härteprüfung Vickers: Abhängigkeit des Härtevalues von der Prüfkraft – 1.14 Härteprüfung Rockwell: Übersicht über	

die Skalen – 1.15 Härtebereich von Kunststoffen, Elastomeren und Kunststoffbeschichtungen – 1.16 Übersicht zur Auswahl von Härteprüfverfahren für Kunststoffe und Gummi – 1.17 Kugeldruckhärte H – 1.18 Shore-A-Härte – 1.19 Shore-D-Härte – 1.20 Barcol-Härte – 1.21 Universalhärte HU – 1.22 Eindruckwiderstand nach Buchholz – 1.23 Dynamische Viskosität η einiger Flüssigkeiten beim Druck 1 bar oder beim höheren Sättigungsdruck (eingeklammerte Werte) – 1.24 Dynamische Viskosität η einiger Stoffe im Sättigungszustand (Flüssigkeit und Dampf) – 1.25 Dynamische Viskosität η von Wasser und Kohlendioxid – 1.25a Wasser – 1.25b Kohlendioxid – 1.26 Dynamische Viskosität η einiger Gase beim Druck 1 bar oder beim niedrigeren Sättigungsdruck (eingeklammerte Werte) – 1.27 Dynamische Viskosität η und viskosimetrische Festpunkte (s. DIN 52312, Tl. 1) einiger Gläser – 1.28 Abhängigkeit der dynamischen Viskosität η (in $\text{dPa} \cdot \text{s}$) von der mittleren Molmasse M und vom Geschwindigkeitsgefälle D (in s^{-1}) für Polyisobutylen bei 150°C

2 Akustik

323

2.01 Schallgeschwindigkeiten in Festkörpern, Flüssigkeiten und Gasen – 2.01a Schallgeschwindigkeit in Festkörpern bei 15°C bis 20°C – 2.01b Schallgeschwindigkeit in Flüssigkeiten – 2.01c Schallgeschwindigkeit in Gasen und Dämpfen unter Normdruck 101,3 kPa – 2.02 Schallschwächungswerte in Festkörpern, Flüssigkeiten und Gasen – 2.02a Schallschwächung in Festkörpern für Longitudinalwellen bei Zimmertemperatur – 2.02b Schallschwächung in Flüssigkeiten – 2.02c Schallschwächung in Gasen und Dämpfen – 2.03 Schallschwächung in destilliertem Wasser als Funktion der Temperatur – 2.04 Dämpfungskonstante m für Ausbreitung der Schallenergie in feuchter Luft ($t = 20^\circ\text{C}$, $p_s = 101,3 \text{ kPa}$) – 2.05 Zulässiger Störschalldruckpegel für Hörschwellenmessungen an normalhörenden Personen – 2.06 Mittlerer Hörschwellenpegel für normalhörende Personen im Alter zwischen 18 und 30 Jahren bei beidohrigem Hören im freien und im diffusen Schallfeld – 2.07 Hörschwelle von Personen ohne bekannte Schwerhörigkeitsursache als Funktion des Lebensalters – 2.08 Relatives Freifeld-Übertragungsmaß in dB von Schallmeßgeräten mit Frequenzbewertung A, B, C oder D – 2.09 Schalleistungspegel von Maschinen – 2.10 Richtwerte für Geräuscheinwirkungen im Wohnbereich (nach VDI 2058, Teil 1) – 2.11 Richtwerte für Geräuscheinwirkungen an Arbeitsplätzen (nach VDI 2058, Teil 3)

3 Wärme

337

3.01 Thermometrische Fixpunkte – 3.02 Werte der Referenzfunktion $W_r(T_{90})$ für Platinwiderstandsthermometer als Funktion der Temperatur T_{90} – 3.03a Dampfdruck des $^3\text{Heliums}$ in kPa als Funktion der Temperatur T_{90} – 3.03b Dampfdruck des $^4\text{Heliums}$ in kPa als Funktion der Temperatur T_{90} – 3.04 Differenz der Volumenausdehnungskoeffizienten zwischen verschiedenen thermometrischen Flüssigkeiten und Thermometergläsern – 3.05 Verschiedene Eigenschaften einiger gebräuchlicher Apparate- und Thermometergläser – 3.06 Kältemischungen aus Eis und verschiedenen Salzen – 3.07 Dichte des Quecksilbers als Funktion der Celsiusstemperatur bei 101325 Pa – 3.08 Isotherme Kompressibilität von Quecksilber – 3.09 Dichte von luftfreiem Wasser bei 101325 Pa als Funktion der Celsiusstemperatur – 3.10 Isotherme Kompressibilität von Wasser – 3.11 Verschiedene Eigenschaften von Wasser und Wasserdampf bei 1 MPa – 3.12 Eigenschaften von Wasser und Wasserdampf im Sättigungszustand – 3.13 Dampfdruck und Dichte des gesättigten Wasserdampfes zwischen -35°C und 50°C – 3.14a Siedetemperatur des Wassers in $^\circ\text{C}$ zwischen 86 und 110 kPa – 3.14b Dampfdruck des Wassers in kPa für Temperaturen zwischen 90 und 104°C – 3.15 Spezifische Wärmekapazität c_p des Wassers in $\text{kJ}/(\text{kg K})$ bei 0,1 MPa – 3.16 Dichte der trockenen und feuchten Luft – 3.17 Verschiedene Eigenschaften trockener Luft bei 0,1 MPa – 3.18 Relative Luftfeuchte über gesättigten wäßrigen Salzlösungen – 3.19a Längenausdehnungskoeffizient einiger Stoffe – 3.19b Temperaturabhängigkeit der relativen Längeneränderungen $\Delta l/l$ bei festen Stoffen – 3.20 Molare Wärmekapazität C_p° bei Standarddruck p^0 (0,1 MPa) und verschiedene Temperaturen T – 3.21 Molare Siedepunkterhöhung $\Delta T_{s,m}$ und Gefrierpunktniedrigung $\Delta T_{G,m}$ einiger Lösungsmittel – 3.22 Wärmeleitfähigkeit einiger Festkörper – 3.22a Elemente – 3.22b Legierungen – 3.22c Verschiedene Stoffe bei 20°C – 3.22d Eis und Schnee – 3.22e Bau und Wärmedämmstoffe – 3.23 Wärmeleitfähigkeit einiger Flüssigkeiten –

- 3.23a Verflüssigte Gase – 3.23b Verschiedene Flüssigkeiten – 3.23c Flüssige Metalle –
 3.24 Wärmeleitfähigkeit einiger Gase beim Druck von 1 bar – 3.24a Elemente und anorganische
 Verbindungen – 3.24b Organische Verbindungen

4 Elektrizität

375

- 4.01 Symbole zur Kennzeichnung von Meßgeräten und Zubehör nach DIN EN 60051-1 –
 4.02 Charakteristische Eigenschaften der gebräuchlichen Zerkhackerschaltungen – 4.03 Kenn-
 daten von elektrochemischen Stromquellen – 4.03a Primärelemente – 4.03b Sekundärelemente –
 4.04 Kennwerte von Widerstandswerkstoffen – 4.05 Norm-Hohlleiter mit Rechteckquerschnitt
 (Frequenzbereiche, Normbezeichnungen, Kenndaten) – 4.06 Normflansche für Rechteck-Hohllei-
 ter zwischen 1 GHz und 40 GHz – 4.07 Doppel-Hohlleiter (für ausnutzbare Bandbreite 2,4:1) –
 4.08 Moden-Diagramm für Hohlraumresonatoren kreiszylindrischen Querschnitts – 4.09 Maxi-
 male Unsicherheit der Dämpfungsmessung durch Fehlanpassung – 4.10 Reflexions-Kennwerte
 (Umrechnungstabelle) – 4.11 Smith-Diagramm (s. 4.3.4.2) – 4.12 Referenzsubstanzen zur Bestim-
 mung der Permittivitätszahl (Dielektrizitätszahl) – 4.13 Komplexe Permittivitätszahl (Dielektrizi-
 tätszahl, DZ) von Wasser bei Mikrowellenfrequenzen – 4.14 Durchschlagsspannung von Kugel-
 funkenstrecken – 4.15 Durchschlagsspannung von Stabfunkenstrecken

5 Magnetismus

393

- 5.01 Die erdmagnetischen Elemente für 1995 von Städten der Bundesrepublik Deutschland –
 5.02 Mittlere jährliche Änderung der erdmagnetischen Elemente D , I und H für das Jahr 1995 –
 5.03 Spezifische Suszeptibilität einiger Stoffe – 5.04 Eigenschaften der wichtigsten weichmagne-
 tischen Werkstoffe – 5.05 Eigenschaften der wichtigsten Dauermagnetwerkstoffe (vgl. DIN 17410;
 IEC 404-8-1) – 5.06 Kernarten, Verbindungen und gyromagnetische Koeffizienten γ für Kernreso-
 nanz-Magnetometer – 5.07 Relaxationszeiten und Linienbreiten verschiedener Verbindungen für
 Kernresonanz-Magnetometer nach dem Präzessionsverfahren – 5.08 Gebräuchliche Kernarten
 und gyromagnetische Koeffizienten γ_e der Elektronen für Absorptionszellen-Magnetometer –
 5.09 Werkstoffe für magnetische Abschirmungen

6 Optik

403

- 6.01 Brechzahl der trockenen Luft – 6.02 Brechzahlen einiger Stoffe bei 20°C – 6.02a Brech-
 zahlen bei der Wellenlänge 589,3 nm der D-Linie des Natriums – 6.02b Brechzahlen für ver-
 schiedene Wellenlängen – 6.03 Brechzahlen einiger Stoffe im Wellenlängenbereich von 0,19 μm bis
 30 μm – 6.04 Strahlungsquellen für Radiometrie und Photometrie – 6.04a Strahlungsquellen für
 die Radiometrie – 6.04b Lichtquellen für die Photometrie – 6.05 Typische Werte der spektralen
 Strahldichte von Gebrauchsnormen – 6.06 Strahlungsempfänger für die Radiometrie –
 6.07 Spektraler Transmissionsgrad von Folien im Vakuum-UV – 6.08 Spektraler Transmissions-
 grad von optischen Fenstern im UV, Sichtbaren und nahen IR – 6.09 Mittlerer IR-Absorptions-
 grad für Stickstoff und Stickstoff-Sauerstoffgemische mit H_2O - oder CO_2 -Anteil – 6.10 Spektraler
 Reflexionsgrad und optische Konstanten von Metallen – 6.11 Spektraler Emissionsgrad von
 Metallen für $\lambda = 0,65 \mu\text{m}$ als Funktion der Temperatur, senkrechte Ausstrahlung – 6.12 Spektraler
 Emissionsgrad von Metallen bei hohen Temperaturen im Infraroten, senkrechte Ausstrahlung –
 6.13 Spektraler Emissionsgrad von Hochtemperaturwerkstoffen für $\lambda = 0,65 \mu\text{m}$ als Funktion der
 Temperatur, senkrechte Ausstrahlung – 6.14 Gesamtemissionsgrad verschiedener Metalloberflä-
 chen – 6.15 Gesamtemissionsgrad nichtmetallischer Oberflächen – 6.16 Spektraler Hellempfind-
 lichkeitsgrad für Tagessehen $V(\lambda)$ – 6.17 Spektraler Hellempfindlichkeitsgrad für Nachtsehen
 $V'(\lambda)$ – 6.18 Normspektralwerte des farbmtrischen 2°-Normalbeobachters CIE 1931 –
 6.19 Normspektralwerte des farbmtrischen 10°-Normalbeobachters CIE 1964 – 6.20 Relative
 spektrale Strahlungsverteilung der Normlichtarten A und D_{65} – 6.21 Eigenschaften verschiedener
 für die Spektrometrie wichtiger Lasertypen – 6.22 Wellenlängen unter spektrometrischen Normal-
 bedingungen – 6.22a Atom (I)- und Ionen (II)-Linien – 6.22b Resonanzlinien des Wasserstoffs,
 des Deuteriums und wasserstoffähnlicher Ionen – 6.23 Wellenlängen infraroter Absorptions-
 banden einiger Stoffe – 6.24 Grundzustände und Ionisierungsenergien der Elemente –

6.25 Oszillatorenstärken (Absorption) für Wasserstoff und wasserstoffähnliche Ionen – 6.26 Anregungsenergien einiger Atome – 6.27 Anregungs-, Dissoziations- und Ionisierungsenergien einiger Moleküle – 6.28 Natürliche Drehung des Quarzes – 6.29 Drehungswerte der Quarzkontrollplatten – 6.30 Hundertpunkt der Saccharose bei 20°C

7 Ionisierende Strahlung und Radioaktivität

463

7.01 Energien und relative Emissionswahrscheinlichkeiten der K-Röntgenstrahlung, Bindungsenergie von K-Elektronen sowie K-Schalen-Fluoreszenzausbeuten von Elementen mit $Z \geq 5$ – 7.02 Erzeugung monoenergetischer Röntgenstrahlung (Röntgenfluoreszenzstrahlung) zur Kalibrierung von Dosimetern – 7.03 Strahlenqualitäten von Photonenstrahlung – 7.03a Strahlenqualitäten zur Kalibrierung von Strahlenschutzdosimetern – 7.03b Strahlenqualitäten zur Kalibrierung von Diagnostikdosimetern – 7.03c Strahlenqualitäten zur Kalibrierung von Therapiedosimetern – 7.04 β -Strahler zur Kalibrierung von Strahlenschutzdosimetern – 7.05 Röhrenspannungen und Halbwertdicken für Kupfer und Aluminium zur Kalibrierung von Therapiedosimetern und zur Bestimmung der Korrekturfaktoren k_Q – 7.06 Diagramme der Photonen-Wechselwirkungskoeffizienten für einige Stoffe im Energiebereich von 10 keV bis 100 MeV – 7.07 Massen-Schwächungskoeffizienten und Massen-Energieabsorptionskoeffizienten einiger Stoffe für Photonenstrahlung von 10 keV bis 100 MeV – 7.07a Phantommaterial, Wasser, Luft und Gewebe – 7.07b Elemente; Eisensulfat und Lithiumfluorid für Dosimeter – 7.07c Werte der Koeffizienten bei den Absorptionskanten einiger Elemente für Photonenenergien größer als 5 keV – 7.08a Dosisleistungsschwächungsgrade für Röntgenstrahlung in Blei und für Gammastrahlung in verschiedenen Materialien – 7.08b Bestimmung der Schutzschichten aus verschiedenen Baustoffen für breite Strahlenbündel – 7.09 Dosisleistungsschwächungsgrade für Photonen- und Neutronenstrahlung hoher Energie; Zehntelwertdicken – 7.10 Bremsstrahlungskorrekturen g und Kerma-Umrechnungsfaktoren – 7.11 Zusammensetzung einiger Gewebe und dazu äquivalenter Materialien – 7.12 Dosisleistungskonstanten – 7.12a Dosisleistungskonstanten $\Gamma(E)$ für die Luftkermaleistung – 7.12b Dosisleistungskonstanten einiger gebräuchlicher Radionuklide für Photonenenergien $E \geq 20$ keV (Γ_{20}) – 7.13 Fluenz- und Luftkerma-Äquivalentdosis-Umrechnungsfaktoren für Photonen – 7.14 α -, γ - und Elektronenstrahler zur Kalibrierung von Spektrometern – 7.15 Energie und Wellenlänge von Photonenstrahlung, magnetische Ablenkung von Elektronen und Protonen – 7.16 Diagramme des Massenbremsvermögens für Elektronen, Protonen und α -Teilchen in einigen Stoffen – 7.17 Massen-Stoßbremsvermögen und gesamtes Massen-Bremsvermögen für Elektronen – 7.18 Massen-Reichweiten und Bremsstrahlungsausbeuten bei vollständiger Abbremsung von Elektronen – 7.19 Massen-Reichweiten von Elektronen und Protonen in Luft, Wasser und Aluminium – 7.20 Reichweiten von Elektronen, Protonen und α -Teilchen in Detektormaterialien – 7.21 Erzeugung von Neutronen mit Radionuklidquellen – 7.22 Erzeugung von gefilterten Reaktor-neutronen – 7.23 Energie und Ausbeute von Neutronen aus Kernreaktionen – 7.24 Aktivitätsquerschnitte für thermische Neutronen – 7.25 Neutronenindikatoren und Neutronenwirkungswirkungsquerschnitte – 7.26 Kerma-faktoren und Fluenz-Äquivalentdosis-Umrechnungsfaktoren für monoenergetische Neutronen – 7.26a Kerma-faktoren für einige Materialien – 7.26b Fluenz-Äquivalentdosis-Umrechnungsfaktoren für monoenergetische Neutronen – 7.27 Mittlere Fluenz-Äquivalentdosis-Umrechnungsfaktoren und mittlere gewichtete Energien für Neutronen aus Radionuklid-Quellen – 7.28 Stabile Nuklide – 7.29 Radionuklide – 7.30 Radionuklidstrahlen (Energien, Emissionswahrscheinlichkeiten) – 7.31 Zerfallsreihen von natürlichen Radionukliden – 7.31a Diagramme – 7.31b Zeitlicher Anstieg der Aktivität von Folgeprodukten

8 Struktur und Eigenschaften der Materie

525

8.01 Verschiedene Eigenschaften von Festkörpern – 8.02 Verschiedene Eigenschaften von Flüssigkeiten – 8.03 Verschiedene Eigenschaften von Gasen – 8.04 Abschätzung spezifischer Intensitäten von Molekularstrahlquellen in Strahlrichtung als Funktion der Molekülenergie – 8.05 Die sieben Kristallsysteme und die vierzehn Bravais-Gitter – 8.06 Kristallstruktur der wichtigsten Elemente und einfacher chemischer Verbindungen – 8.07 Relativistisch korrigierte de Broglie-

Wellenlängen λ des Elektrons im Energiebereich $E = 10^2$ bis 10^7 eV – 8.08 Neutronenstreu­längen und Wirkungsquerschnitte – 8.09 Teilchenausbeuten bei Ionenbeschuß von Festkörpern – 8.09a Gesamtausbeuten Y_{tot} (Atome/Ion) bei der Festkörperper­streuung durch Ionenbeschuß (Sputtering) – 8.09b Sekundärionenausbeuten Y_{Me^+} (Me⁺-Ionen/Primärion) an reinen und oxidierten Metalloberflächen bei Beschuß mit Ar⁺-Ionen von 2,5 keV unter 70° gegen die Flächennormale nach Benninghoven – 8.10 Ioneninduzierte Elektronenausbeuten γ für reine polykristalline Targets bei senkrechtem Beschuß mit Ar⁺-Ionen von 1 keV – 8.11 Elektronenaustrittsarbeit Φ von verschiedenen Elementen (polykristalline Proben) in eV – 8.12 Elektronenaustrittsarbeiten Φ_{hkl} in eV aus bestimmten niedrig indizierten Netzebenen von Einkristallen ausgewählter Metalle – 8.13 Elektronenaustrittsarbeiten fremdstoffbedeckter und oxidierter Metalle in eV (nach Herrmann u. Wagener und Kluge) – 8.14 Elektromagnetische Momente und Spinresonanzdaten – 8.15 Ionenleitfähigkeiten A_{∞}, A_{∞}' in wässriger Lösung – 8.16 Leitfähigkeit von Salzschnmelzen – 8.17 Überführungszahlen t_i der Ionen in festen Leitern – 8.18 Spezifische Leitfähigkeit wässriger KCl-Lösungen – 8.19 Standard-Redoxpotentiale in wässrigem Elektrolyten in V (bezogen auf die Standard-Wasserstoffelektrode) – 8.20 Nullladungspotentiale in V (gegen die Standard-Wasserstoffelektrode) – 8.21 Kinetische Daten ausgewählter Redoxreaktionen an verschiedenen Metallen in wässriger Lösung – 8.22 Permittivitätszahlen und Verlustfaktoren wichtiger Isolierstoffe bei Raumtemperatur, falls nicht anders angegeben – 8.23 Permittivitätszahlen der wichtigsten Ionenkristalle – 8.24 Die thermoelastodielektrischen Materialkonstanten zweiter Ordnung mit Darstellung ihres Zusammenhangs durch das Heckmann-Diagramm – 8.25 Fermi-Energie E_F einiger Metalle – 8.26 Spezifischer elektrischer Widerstand ρ_0 bei 0°C, Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstandes α und Debye-Temperatur Θ_D von reinen Metallen – 8.27 Atomare Widerstandserhöhung $\Delta\rho_{\text{At}}$ und $\Delta\rho'_{\text{At}}$ für verschiedene in Kupfer gelöste Metalle – 8.28 Grüneisen-Funktion $G(\vartheta)$ – 8.29 Mittlere Druckkoeffizienten des elektrischen Widerstandes γ_p in 10^{-11} m²/N für Drücke bis zu $7 \cdot 10^8$ N/m² bei 0°C – 8.30a Die thermoelektrische Spannungsreihe – 8.30b Thermospannungen in mV nach DIN 43710 für einige gebräuchliche Thermoelemente – 8.31 Kenndaten von Supraleitern – 8.31a Supraleitende Elemente – 8.31b Supraleitende Verbindungen und Legierungen vom Typ II mit hohen kritischen Temperaturen – 8.31c Hochtemperatur-Supraleiter – 8.32 Kenndaten von Halbleitern – 8.32a Elementare Halbleiter – 8.32b III-V-Verbindungen – 8.32c II-VI-Verbindungen – 8.32d Sonstige Halbleiter – 8.33 Fachglossar Technische Acronyme zur Materialkunde

9 Allgemeines über Messungen und ihre Auswertung

595

9.01 Namen und Formelzeichen physikalischer Größen – 9.01a Raum und Zeit – 9.01b Mechanik – 9.01c Elektrizität und Magnetismus – 9.01d Thermodynamik – 9.01e Optik – 9.01f Atom- und Kernphysik – 9.01g Festkörperphysik – 9.02 Fundamentalkonstanten der Physik – 9.03 Äquivalentwerte auf der Basis von Tab. T.9.02 – 9.04 Periodensystem der Elemente – 9.05 Relative Atommassen A_r bezogen auf $A_r(^{12}\text{C}) = 12$ (Elemente in alphabetischer Reihenfolge der Symbole) – 9.06 Umrechnung von Winkleinheiten – 9.07 Umrechnung von Druckeinheiten – 9.08 Umrechnung von Energieeinheiten – 9.09 Fehlerfunktion $\Phi(z)$ und Ableitung $\phi(z)$ – 9.10 Chi-Quadrat-Verteilung – 9.11 Student-Verteilung (t -Verteilung) – 9.12 F -Verteilung – 9.13 Cochran-Test

Sachverzeichnis

621

Inhaltsübersicht zu Band 1

1 Mechanik

- 1.1 Masse
- 1.2 Länge, Fläche, Volumen, Winkel
- 1.3 Zeit
- 1.4 Fallbeschleunigung
- 1.5 Stoffmenge von Fluiden
- 1.6 Vakuum
- 1.7 Druck
- 1.8 Kräfte und Drehmomente
- 1.9 Mechanische Größen verformbarer Körper

2 Akustik

- 2.1 Allgemeines
- 2.2 Schallsender
- 2.3 Schallempfänger
- 2.4 Analyse und Speicherung von Schall
- 2.5 Hörakustik
- 2.6 Geräuschmeßtechnik
- 2.7 Schwingungsmeßtechnik
- 2.8 Raumakustik
- 2.9 Bauakustik
- 2.10 Ultraschall

3 Wärme

- 3.1 Temperatur
- 3.2 Thermische Zustandsgrößen
- 3.3 Kalorische Zustandsgrößen
- 3.4 Transportgrößen
- 3.5 Gesamtemissionsgrad

4 Elektrizität

- 4.1 Gleichstrom
- 4.2 Niederfrequenz
- 4.3 Hochfrequenz
- 4.4 Hochspannung

Sachverzeichnis

Anhang

Tabelle der Fundamentalkonstanten der Physik

Inhaltsübersicht zu Band 2

5 Magnetismus

- 5.1 Größen, Grundbegriffe und Vorbemerkungen
- 5.2 Erzeugung und Messung magnetischer Felder
- 5.3 Magnetische Stoffeigenschaften

6 Optik

- 6.1 Geometrische Optik (Strahlenoptik)
- 6.2 Messung und Bewertung der optischen Strahlungsleistung
- 6.3 Optische Spektrometrie
- 6.4 Interferometrie
- 6.5 Polarimetrie

7 Ionisierende Strahlung und Radioaktivität

- 7.1 Begriffe und Größen
- 7.2 Strahlungsquellen, Referenzstrahlungen
- 7.3 Trägerbündel und Trägeroptik
- 7.4 Nachweismethoden für ionisierende Strahlung
- 7.5 Aktivitäts- und Quellenstärkebestimmung
- 7.6 Energie, Energiespektrum und Flußdichte von Korpuskular- und Photonenstrahlung
- 7.7 Nachweis hochenergetischer Teilchenstrahlung
- 7.8 Dosimetrie und Strahlenschutzmessungen

8 Struktur und Eigenschaften der Materie

- 8.1 Freie Teilchen
- 8.2 Kristallzüchtung und Probenherstellung
- 8.3 Strukturuntersuchungen
- 8.4 Oberflächen
- 8.5 Elektronenspin- und Kernspin-Resonanzen
- 8.6 Materialeigenschaften

Sachverzeichnis

Anhang

Tabelle der Fundamentalkonstanten der Physik

Inhaltsverzeichnis von Kapitel 9

Allgemeines über Messungen und ihre Auswertung

Redakteur: S. German

Hierzu Tabellen T 9.01 bis T 9.13 im Anhang

Begriffs- und Einheitensysteme (S. German)	3
Physikalische Größe und Größensystem	3
Dimension und Dimensionssystem	4
Einheit und Einheitensystem	5
Das Internationale Einheitensystem	6
Die SI-Basiseinheiten	6
Abgeleitete SI-Einheiten	10
Dezimale Teile und Vielfache von SI-Einheiten	10
Einheiten außerhalb des SI	12
Besondere Einheiten für Größen mit dem Dimensionsprodukt 1	13
Das CGS-System	16
Größen- und Einheitensysteme in Elektrizität und Magnetismus	16
Fundamentalkonstanten der Physik (W. Wöger)	18
Wichtige Begriffe der Meßtechnik (S. German)	20
Allgemeine Begriffe	20
Darstellung quantitativer Ergebnisse	23
Terminologie bei differentiellen Größen	23
Auswertung von Messungen (K. Weise)	24
Allgemeines	24
Grundbegriffe des Messens	24
Meßunsicherheit und Meßabweichungen	25
Grundbegriffe der Wahrscheinlichkeitstheorie	26
Beispiele für Wahrscheinlichkeitsverteilungen	28
Grundbegriffe der Matrizenrechnung	29
Auswertung direkter Messungen einer Meßgröße	31
Mittelwert und Standardabweichung	31
Vollständiges Meßergebnis und Meßunsicherheit	32
Vertrauensgrenzen und Vertrauensbereich	32
Auswertung bei indirekten Messungen	35
Definitionen und Vorbemerkungen	35
Fortpflanzung von Unsicherheiten	37
Ansätze für die Eingangsdaten	38
Anwendungsbeispiele	39
Mitteilung der Ergebnisse einer Meßaufgabe	41

9.3.4	Ausgleichende Auswertung	44
9.3.4.1	Methode der kleinsten Quadrate	44
9.3.4.2	Einmalige Messung vieler Größen	45
9.3.4.3	Anwendungsbeispiele	45
9.3.5	Statistische Prüfungen	48
9.3.5.1	Allgemeines zur Prüfung von Hypothesen	48
9.3.5.2	Beurteilung der Differenz zweier Mittelwerte	50
9.3.5.3	Ausscheiden einzelner Meßwerte	51
9.3.5.4	Vergleich der Streuungen zweier Meßreihen	51
9.3.5.5	Prüfung mehrerer Mittelwerte auf Konsistenz	52
9.3.5.6	Chi-Quadrat-Test	52
9.3.6	Weitere Hinweise	53
9.3.6.1	Graphische Darstellung von Meßreihen	53
9.3.6.2	Hinweise für die rechnerunterstützte Auswertung	55

9 Allgemeines über Messungen und ihre Auswertung

Redakteur: S. German

Hierzu Tabellen T 9.01 bis T 9.13 im Anhang

9.1 Begriffs- und Einheitensysteme (S. German)

9.1.1 Physikalische Größe und Größensystem

Die Größenlehre ist die Basis für die Beschreibung naturgesetzlicher und ingenieurwissenschaftlicher Erscheinungen. Sie liefert die Grundlage für die gemeinsame Sprache und ist deshalb die Voraussetzung dafür, die Erkenntnisse darzulegen und sich gegenseitig zu verständigen. Und da es das Ziel dieses Buches ist, die erprobten Methoden zusammenfassend darzustellen, die in den verschiedenen Gebieten der praktischen Physik angewendet werden, um eine Größe zu messen, ist es notwendig, dieses Begriffsgebäude zu verstehen.

Die letzten hundert Jahre sind geprägt von der Vielfalt der verwendeten Größensysteme, Dimensionssysteme und Einheitensysteme und von mancherlei Mißverständnissen über deren Bedeutung. Diese Situation wurde inzwischen weitgehend bereinigt. Die Grundlage jeder objektiven Untersuchung und Prüfung vermuteter oder bereits bekannter Gesetzmäßigkeiten in der Natur bildet das Experiment, dessen Wesen im messenden Verfolgen spezieller Vorgänge oder allgemeiner Zusammenhänge begründet liegt. Die Messung hat das Ziel, den Einfluß und den Zusammenhang beteiligter Größen quantitativ zu erfassen. Hierbei vergleicht man die experimentell faßbaren Äußerungen (Werte physikalischer Größen) des untersuchten Vorgangs oder Zustands (Sachbezug) nach geeigneten und vorgegebenen Meßverfahren mit gleichartigen, zahlenmäßig eindeutig festgelegten oder vereinbarten Äußerungen des physikalischen Geschehens (Einheiten).

Physikalische Phänomene (Körper, Vorgänge, Zustände) werden mit Hilfe physikalischer Größen, meist kurz Größen genannt, qualitativ und quantitativ beschrieben. Größen, die Skalare, Vektoren oder Tensoren sein können, beschreiben meßbare Eigenschaften. Die Größen sind durch Abstraktion gewonnene physikalische Begriffe, die man zur Beschreibung der physikalischen Gesetzmäßigkeiten eingeführt hat.

Jeder spezielle Wert einer physikalischen Größe kann als Produkt ausgedrückt werden:

$$\text{Größenwert} = \text{Zahlenwert} \cdot \text{Einheit.}$$

Eine physikalische Größe muß so definiert sein, daß Summen und Differenzen einzelner Größenwerte wieder Größenwerte derselben Größe ergeben. Auch muß sich die Differenz zweier Größenwerte in gleiche Teile teilen lassen.

Die physikalischen Größen sind begrifflich und formelmäßig durch die allgemeinen Gleichungen eines physikalischen Begriffssystems miteinander verknüpft und werden durch diese festgelegt. Man kann sie vermittels dieser Gleichungen jeweils auf andere, schon defi-

nierte Größen zurückführen. Bei dieser Rückführung kommt man schließlich auf eine Anzahl voneinander unabhängiger Basisgrößen, aus denen sich die abgeleiteten Größen herleiten lassen. Welche Größen und wieviele Größen man als Basisgrößen festlegt, ist eine Zweckmäßigkeitsfrage. Keine physikalische Größe ist naturnotwendig eine Basisgröße. Aus den Nebenbedingungen der Eindeutigkeit und der Unabhängigkeit läßt sich begründen, daß die Basisgrößen nicht völlig beliebig gewählt werden können: Wenn ein neues physikalisches Gebiet erschlossen wird, das nach seinen Erscheinungen und Gegebenheiten eine neue, aus den zuvor behandelten Gebieten nicht bekannte physikalische Qualität enthält, muß man nach einem diese neue Qualität erfassenden Meßverfahren suchen, und es kann zweckmäßig sein, über dieses Meßverfahren eine neue Basisgröße einzuführen. So hat sich in der Physik die Anzahl der Basisgrößen, ausgehend von der Mechanik (Länge, Masse, Zeit) durch das Hinzukommen der Elektrodynamik (elektrische Stromstärke), der Thermodynamik (thermodynamische Temperatur), der Molekularphysik (Stoffmenge) und der Photometrie (Lichtstärke) auf sieben erhöht. Die Entscheidung, ob ein neues Gebiet auf die bisherigen Gebiete zurückführbar ist, wird nicht von der Natur vorgegeben, sondern wird vom die Naturvorgänge beschreibenden Menschen getroffen.

Das auf den sieben Basisgrößen Länge, Masse, Zeit, elektrische Stromstärke, thermodynamische Temperatur, Stoffmenge und Lichtstärke beruhende System ist das dem Internationalen Einheitensystem (SI) zugeordnete Größensystem.

Die physikalischen Zusammenhänge werden heute nach Möglichkeit als Größengleichungen mathematisch dargestellt, die in der Regel den Zahlenwertgleichungen vorzuziehen sind. In einer Größengleichung wird eine Beziehung zwischen Größen dargestellt, die unabhängig von der Wahl der Einheiten ist.

Als Formelzeichen (Symbole) für Größen werden Buchstaben benutzt (s. Tab. T 9.01 im Anhang). Diese Buchstaben werden im Druck – unabhängig von der Schriftart des umgebenden Textes – *kursiv* (schräg) wiedergegeben.

9.1.2 Dimension und Dimensionssystem

Unter der Dimension einer Größe verstehen wir den Aspekt, der nur ihre Qualität (also nicht ihre Quantität) enthält. Man gelangt zur Dimension einer Größe, indem man in ihrer Definitionsgleichung von deren Vektor- oder Tensoreigenschaft, allen numerischen Faktoren einschließlich des Vorzeichens und gegebenenfalls bestehenden Sachbezügen absieht. (Länge, Breite, Höhe, Radius, Durchmesser, Kurvenlänge haben alle die Dimension Länge.)

Der Begriff Größenart innerhalb einer Dimension (auch Art einer Größe genannt) umfaßt ebenfalls nur qualitative Eigenschaften physikalischer Größen. Er wird allerdings nicht einheitlich definiert. Meist wird darunter etwas verstanden, was man aus einer physikalischen Größe erhält, wenn man von allen numerischen Faktoren absieht, aber Vektor- oder Tensorcharakter sowie Sachbezüge beibehält. Durch den Übergang vom CGS-System zum SI hat der Begriff Größenart an Bedeutung abgenommen. Im SI hat die Dimension eine zentrale Bedeutung.

Ein Dimensionssystem gründet sich auf eine endliche Menge von Basisdimensionen. Diese müssen so ausgewählt werden, daß sie voneinander unabhängig sind und aus ihnen alle übrigen Dimensionen des Systems, die abgeleiteten Dimensionen, durch Multiplikation, Division und Potenzierung ableitbar sind.

Beispiel: Für die Kinetik können die Dimensionen Länge ($\dim l$), Zeit ($\dim t$) und Masse ($\dim m$) als Basisdimensionen gewählt werden. Die Dimension Geschwindigkeit $\dim v = \dim l \cdot (\dim t)^{-1} = \dim(lt^{-1})$ ist dann eine abgeleitete Dimension.

Das für eine physikalische Größe aus den Basisdimensionen gebildete Potenzprodukt wird als ihr Dimensionsprodukt oder ihre Dimension in bezug auf die Basisdimensionen bezeichnet. Ein Dimensionsprodukt kann auch aus abgeleiteten Dimensionen gebildet werden. So ist z.B. die Dimension der elektrischen Feldstärke $\dim E = \dim(Ul^{-1}) = \dim(lmt^{-3}l^{-1})$.

Ein Dimensionsprodukt kann man schreiben:

$$\dim Z = \dim X_1^\alpha \dim X_2^\beta \dots \dim X_n^\nu = \dim(X_1^\alpha X_2^\beta \dots X_n^\nu). \quad (9.1)$$

Hierbei sind die $\dim X_1$ bis $\dim X_n$ die Dimensionen. Die Exponenten $\alpha, \beta, \dots, \nu$ heißen Dimensionsexponenten.

Physikalische Größen, in deren Dimensionsprodukt alle Dimensionsexponenten Null sind, nennt man Größen mit dem Dimensionsprodukt 1 (der Dimension 1). In der englischen Literatur wird hierfür häufig der Ausdruck „dimensionless“ verwendet.

Sind $\dim l$, $\dim m$, $\dim t$, $\dim I$, $\dim T$, $\dim n$ und $\dim I_\nu$ die Basisdimensionen Länge, Masse, Zeit, elektrische Stromstärke, thermodynamische Temperatur, Stoffmenge und Lichtstärke, so wird die Dimension irgendeiner Größe Z

$$\dim Z = \dim(l^\alpha m^\beta t^\gamma I^\delta T^\epsilon n^\zeta I_\nu^\eta). \quad (9.2)$$

Es handelt sich hierbei um das dem Internationalen Einheitensystem zugeordnete Dimensionssystem. In diesem System sind die Dimensionsexponenten meist ganzzahlig. In der internationalen Literatur werden häufig zur Darstellung obiger Dimension besondere Symbole in der Schriftart Linear-Antiqua ohne die kleinen Abschlußstriche bei den Schrifttypen (serifenlos) verwendet. Gl. (9.2) lautet dann:

$$\dim Z = L^\alpha M^\beta T^\gamma I^\delta \Theta^\epsilon N^\zeta J^\eta). \quad (9.3)$$

9.1.3 Einheit und Einheitensystem

Aus jeder Menge derjenigen Größen, die durch Messung miteinander vergleichbar sind, kann je ein Größenwert als Bezugsgröße herausgegriffen und als Einheit benutzt werden. Dabei wird bei der ausgewählten Größe von ihren Vektor- oder Tensoreigenschaften und ihrem Vorzeichen abgesehen. Einheiten sind Skalare.

In einem Dimensionssystem kann jeder Basisdimension eine Basiseinheit zugeordnet werden. Eine Basiseinheit ist eine aus der Menge der Größen gleicher Dimension bezüglich ihres Größenwertes ausgewählte und festgelegte Größe. Die Basiseinheiten bilden dann die Grundlage eines Einheitensystems. Die den abgeleiteten Dimensionen zugeordneten abgeleiteten Einheiten ergeben sich dadurch, daß man im Dimensionsprodukt die Basisdimensionen durch die ihnen entsprechenden Basiseinheiten ersetzt.

Ein Einheitensystem ist kohärent, wenn zu ihm außer den Basiseinheiten nur solche abgeleiteten Einheiten gehören, die als Potenzprodukt aus den Basiseinheiten entstehen und in deren Ableitungsgleichungen kein von 1 verschiedener Faktor auftritt.

Das auf den sieben Basiseinheiten Meter, Kilogramm, Sekunde, Ampere, Kelvin, Mol und Candela (Sprechweise: Kandéla, Betonung auf der zweiten Silbe) beruhende Internationale Einheitensystem (SI) ist ein kohärentes Einheitensystem. Es wird heute in den meisten Ländern der Erde in Wissenschaft, Lehre, Technik und Wirtschaft angewendet. Es ist ausführlich in 9.1.4 dargestellt.

Einheitenzeichen (Einheitensymbole), die aus Buchstaben bestehen, werden im Druck – unabhängig von der Schriftart des umgebenden Textes – senkrecht (steil) wiedergegeben.

9.1.4 Das Internationale Einheitensystem

Im Jahre 1948 wurde anlässlich der 9. Generalkonferenz für Maß und Gewicht (Meterkonvention) der Wunsch artikuliert, für Wissenschaft, Technik und Unterricht ein einheitliches praktisches Einheitensystem zu entwickeln. In den folgenden Generalkonferenzen ist ein solches System, nämlich das Internationale Einheitensystem (SI) geschaffen worden.

Das Internationale Einheitensystem, für das in allen Sprachen einheitlich das Kurzzeichen „SI“ (von *Système International d'Unités*) verwendet wird, ist die erweiterte Version des metrischen Systems. Das Wort System besagt hierbei, daß alle erforderlichen Einheiten dieses Systems auf einige wenige bestimmte, geeignet ausgewählte „Basiseinheiten“ zurückgeführt werden können (s. 9.1.4.1). Aus ihnen werden die abgeleiteten SI-Einheiten gebildet (s. 9.1.4.2). Außer den SI-Einheiten ist noch eine Reihe anderer Einheiten in Gebrauch. Über Einheiten außerhalb des SI wird in 9.1.5 und 9.1.6 berichtet.

Die sehr genaue Darstellung von SI-Einheiten gemäß ihrer Definition ist schwierig und zeitaufwendig. Solche Darstellungen (Normale) werden im allgemeinen in der Praxis nicht verwendet. Für einige Einheiten (z.B. Meter, Ohm, Volt) können Verfahren angegeben werden, die es erlauben, die Einheit unabhängig von Ort und Zeit wiederholt so darzustellen, daß die Unsicherheit beim Reproduzieren wesentlich geringer ist als die Unsicherheit bezüglich der Übereinstimmung mit der gemäß der Definition dargestellten Einheit. Die Verfahren beruhen auf makroskopischen Quantenphänomenen und führen zu international vereinheitlichten „Labornormalen“, die für die einheitliche und genaue Weitergabe der Einheiten wichtig sind. Einzelheiten siehe in den betreffenden Kapiteln.

9.1.4.1 Die SI-Basiseinheiten

Im SI wird für sieben Basisgrößen je eine Basiseinheit festgelegt, wobei die sieben Basiseinheiten (Tab. 9.1) nach Übereinkunft bezüglich ihrer Dimension als voneinander unabhängig betrachtet werden.

Meter *Das Meter ist die Länge der Strecke, die Licht im Vakuum während der Dauer von $1/299\,792\,458$ Sekunden durchläuft.*

Diese Definition, die im Oktober 1983 von der 17. Generalkonferenz für Maß und Gewicht (CGPM) angenommen wurde, ersetzt die bisherige aus dem Jahr 1960, die von einer Strahlung des Atoms des Nuklids ^{86}Kr ausging. Bei der neuen Definition geht man vom Wert der derzeit besten Bestimmung der Lichtgeschwindigkeit $c = 299\,792\,458\text{ m/s}$ aus. Dieser Wert wird in Zukunft unverändert beibehalten. Trotz dieser nun bestehenden metrologischen Abhängigkeit des Meters von der Sekunde bleibt das Meter eine unabhängige Basiseinheit. Am Wert des Meters hat sich durch die neue Definition nichts geändert. Die Methoden der

Tab. 9.1 Die SI-Basiseinheiten

Dimension	SI-Basiseinheit Name	Einheitenzeichen
Länge	Meter	m
Masse	Kilogramm	kg
Zeit	Sekunde	s
elektrische Stromstärke	Ampere	A
thermodynamische Temperatur	Kelvin	K
Stoffmenge	Mol	mol
Lichtstärke	Candela	cd

praktischen Längenmessung (s. 1.2.1) werden von der Änderung der Definition nicht beeinflusst.

Die neue Meterdefinition macht keine Aussage über die Realisierung des Meter. Es bestehen folgende Möglichkeiten:

- Man mißt die Dauer t , in der eine ebene elektromagnetische Welle im Vakuum eine Strecke der Länge l durchläuft. Die Länge l ergibt sich dann aus der Beziehung $l = c \cdot t$ mit $c = 299\,792\,458$ m/s als dem Wert der Vakuumlichtgeschwindigkeit, der sich aus der Meterdefinition ergibt (die Frequenz ist frei wählbar).
- Man mißt die Frequenz f einer ebenen elektromagnetischen Welle im Vakuum. Die Wellenlänge λ ergibt sich dann aus der Beziehung $\lambda = c/f$ mit $c = 299\,792\,458$ m/s als dem Wert der Vakuumlichtgeschwindigkeit, der sich aus der Meterdefinition ergibt (die Frequenz ist frei wählbar).
- Man benützt eine der Strahlungen, für die es von den Organen der Meterkonvention empfohlene Werte für die Wellenlänge λ (im Vakuum) und die Frequenz f gibt. (Hierbei sind λ und f über die Beziehung $\lambda \cdot f = c = 299\,792\,458$ m/s verknüpft. Die Werte für λ werden gerundet.)

Beispiel: Eine Linie des Methan-stabilisierten He-Ne-Lasers mit

$$f = 88\,376\,181\,608 \text{ kHz} \quad \lambda = 3\,392\,231\,397,0 \text{ fm}$$

mit einer Unsicherheit (Summe der abgeschätzten Unsicherheit der systematischen Abweichungen) von etwa $1,3 \cdot 10^{-10} \lambda$. Weitere empfohlene Werte für Strahlungen gibt es für Iod-stabilisierte He-Ne-Laser, einen Iod-stabilisierten Argon-Laser und für einige Spektrallampen (z.B. die Engelhard-Lampe mit ^{86}Kr). Hierbei gelten etwas vergrößerte Unsicherheiten (s. 1.2.1.1 und Tab. T 1.01).

BIPM (1991): Le Système International d'Unités (SI), 6. Aufl., 106–108

Editors note: Metrologia (1984), 163–177

Kilogramm Das Kilogramm ist die Masse des Internationalen Kilogrammprototyps.

Das Internationale Kilogrammprototyp (s. 9.2.1) ist ein Zylinder aus einer Legierung von 90% Platin und 10% Iridium, dessen Höhe und Durchmesser gleich groß sind (etwa 39 mm). Es wird im Internationalen Büro für Maß und Gewicht in Sèvres bei Paris aufbewahrt. Die nationalen Kilogrammprototypen werden jeweils im Abstand von 10 bis 15 Jahren mit dem Internationalen Kilogrammprototyp verglichen. Dies ist mit einer relativen Standardabweichung (s. 9.3) von etwa $1 \cdot 10^{-9}$ möglich. Der Anschluß von Kilogramm-Normalen aus Stahl

oder Messing (Dichte etwa 8 g/cm^3) an das nationale Prototyp aus Platin-Iridium (Dichte $21,5 \text{ g/cm}^3$) ist wegen der Unsicherheit der Luftauftriebskorrektur infolge des großen Dichteunterschieds nur mit einer relativen Standardabweichung von $2 \cdot 10^{-8}$ möglich.

Kochsiek, M. (1991): Die SI-Basiseinheit „Kilogramm“. Die SI-Basiseinheiten, Definition, Entwicklung, Realisierung, 13.

Girard, G. (1994): The third periodic verification of national prototypes of the kilogram (1988–1992), *Metrologia* 31, 317

Sekunde *Die Sekunde ist das 9 192 631 770fache der Periodendauer der dem Übergang zwischen den Hyperfeinstrukturniveaus des Grundzustands des Atoms des Nuklids ^{133}Cs entsprechenden Strahlung.*

Die zur Darstellung der Sekunde notwendige Strahlung wird in einer Atomstrahl-Resonanzapparatur erzeugt. Bei den derzeit besten Apparaturen beträgt die relative Unsicherheit der Frequenz nach Korrektur aller bekannten Einflüsse etwa 10^{-14} .

Obige Definition gilt in der Eigenzeit des Atoms. Zur Gewinnung von Zeitskalen müssen die Perioden der atomaren Schwingungen laufend gezählt werden. Beim Vergleich solcher Uhren müssen relativistische Effekte (Bewegung, Gravitationspotential) berücksichtigt werden.

Weltweit wird heute die Zeitskala UTC (koordinierte Weltzeit, Coordinated Universal Time) angewendet, die auf der „Internationalen Atomzeitskala“ (TAI) aufbaut.

de Boer, G. (1991): Die SI-Basiseinheit „Sekunde“. Die SI-Basiseinheiten, Definition, Entwicklung, Realisierung, 19

Ampere *Das Ampere ist die Stärke eines konstanten elektrischen Stromes, der, durch zwei parallele, geradlinige, unendlich lange und im Vakuum im Abstand von 1 Meter voneinander angeordnete Leiter von vernachlässigbar kleinem, kreisförmigem Querschnitt fließend, zwischen diesen Leitern je 1 Meter Leiterlänge die Kraft $2 \cdot 10^{-7}$ Newton hervorrufen würde.*

Das für die Länge l eines im gegenseitigen Abstand d angeordneten und von elektrischen Strömen der Stärken I_1 und I_2 durchflossenen Leiterpaares gültige Kraftgesetz lautet in skalarer Schreibweise: $F/l = \mu_0 I_1 I_2 / (2\pi d)$. Unter Einsetzen der in der Ampere-Definition enthaltenen Daten folgt für die magnetische Feldkonstante $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N/A}^2$. Diese Relation ist also mit der Definition des Ampere gleichwertig.

Eine Darstellung des Amperes gemäß der Definition ist nicht möglich. Ersetzt man aber die in der Definition verwendete unendlich lange Doppelleitung durch zwei koaxiale Kreislänge, so bleibt das Verhältnis des Produkts $I_1 \cdot I_2$ der elektrischen Stromstärke zur erzeugten Kraft F aus den geometrischen Abmessungen berechenbar. Die zur Ampere-Darstellung verwendete Stromwaage besteht aus einer feststehenden Spule, in der sich eine kleine Spule vertikal ausgerichtet und beweglich an der einen Seite eines Waagebalkens hängend befindet. Die bisher erzielte kleinste relative Unsicherheit für das Ampere beträgt $6 \cdot 10^{-6}$.

Petley, B.W. (1988): The Fundamental Physical Constants and the Frontier of Measurement, 2nd ed. Bristol: Adam Hilger Ltd.

Schrader H.-J. (1975): Die Basiseinheiten der Elektrodynamik – Möglichkeiten neuer Definitionen und ihre Konsequenzen. *PTB-Mitt.* 85, 29–32

Kibble, B.P.; Robinson, I.A.; Belliss, J.H. (1990): A Realization of the SI Watt by the NPL Moving-coil Balance. *Metrologia* 27, 173–192

Olsen, T.P.; Tew Jr., W.L.; Williams, E.R.; Elmquist, R.E.; Sasaki, H. (1991): Monitoring the Mass Standard via the Comparison of Mechanical to Electrical Power. *IEEE Trans. Instr. Meas.* 40, 115–120

Melchert, F. (1991): Die SI-Basiseinheit „Ampere“. Die SI-Basiseinheiten, Definition, Entwicklung, Realisierung, 25

Kelvin *Das Kelvin, die Einheit der thermodynamischen Temperatur, ist der 273,16te Teil der thermodynamischen Temperatur des Tripelpunktes des Wassers.*

Der Tripelpunkt des Wassers kennzeichnet das heterogene Gleichgewicht zwischen den drei Phasen Eis, flüssiges Wasser und Wasserdampf; der zugehörige Druck ist etwa 0,6 kPa. Der Tripelpunkt des Wassers ($T = 273,16 \text{ K}$) wird in einem besonderen Tripelpunktgefäß (s. 3.1.6.1) realisiert. Die Reproduzierbarkeit (s. 9.2.1) beträgt etwa $\pm 0,0001 \text{ K}$.

Das Kelvin ist nicht nur die Einheit der thermodynamischen Temperatur T „über dem absoluten Nullpunkt der Thermodynamik“ (ein durch den 2. Hauptsatz der Thermodynamik physikalisch ausgezeichneten Zustand mit $T = 0 \text{ K}$) eines thermodynamischen Systems, sondern auch die Einheit für die Temperaturdifferenz.

Die thermodynamische Temperaturskala kann experimentell durch das Volumen- oder Druckverhalten idealer Gase dargestellt werden (Gasthermometer). Mit hinreichender Näherung wird sie über die Temperaturmeßverfahren der „Internationalen Temperaturskala“ realisiert, in der Gleichgewichtstemperaturen (definierende Fixpunkte) Temperaturwerte zugeordnet sind und in der für bestimmte Temperaturbereiche Normalgeräte einschließlich ihrer Kalibriervorschriften und anzuwendender Interpolationsformeln festgelegt sind. Derzeit gilt die Internationale Temperaturskala von 1990 (ITS-90) (s. 3.1.2).

Preston-Thomas, H. (1990): The International Temperature Scale of 1990 (ITS-90). *Metrologia* 27, 3–10

Blanke, W. (1991): Die SI-Einheit „Kelvin“. Die SI-Basiseinheiten, Definition, Entwicklung, Realisierung, 29

Mol *Das Mol ist die Stoffmenge eines Systems, das aus ebensoviel Einzelteilchen besteht, wie Atome in 0,012 Kilogramm des Kohlenstoffnuklids ^{12}C enthalten sind. Bei Benutzung des Mols müssen die Einzelteilchen spezifiziert sein und können Atome, Moleküle, Ionen, Elektronen sowie andere Teilchen oder Gruppen solcher Teilchen genau angegebbarer Zusammensetzung sein.*

Bei dieser Definition geht man davon aus, daß man sich auf nicht-gebundene ^{12}C -Atome im Grundzustand bezieht, die sich in Ruhe befinden.

Es besteht eine enge Beziehung zwischen der Einheit Mol und der „vereinheitlichten atomaren Masseneinheit u “, die gleich dem zwölften Teil der Masse eines Atoms des Nuklids ^{12}C ist ($u = 1/12m(^{12}\text{C})$). Die mit den Worten „ebensoviel Teilchen“ umschriebene Zahl in der Definition des Mols ist gleich dem Zahlenwert der Avogadrokonstante N_A . Die genaueste Bestimmung der Avogadro-Konstante erfolgte am Silizium (relative Unsicherheit etwa $1 \cdot 10^{-6}$).

Drath, P. (1991): Die SI-Einheit „Mol“. Die SI-Basiseinheiten, Definition, Entwicklung, Realisierung, 35

Candela *Die Candela ist die Lichtstärke in einer bestimmten Richtung einer Strahlungsquelle, welche monochromatische Strahlung der Frequenz $540 \cdot 10^{12}$ Hertz aussendet, und deren Strahlstärke in dieser Richtung 1/683 Watt durch Steradian beträgt.*

Diese Definition, die auf der 16. Generalkonferenz für Maß und Gewicht im Jahr 1979 angenommen wurde, ersetzt die bisherige, die von einem Schwarzen Strahler ausging. Am Wert der Candela (Sprechweise: Kandéla, Betonung auf der zweiten Silbe) hat sich dadurch nichts geändert. Für die Realisierung werden nun radiometrische Methoden verwendet. Die relative Unsicherheit liegt bei $5 \cdot 10^{-3}$, die Reproduzierbarkeit bei $1 \cdot 10^{-3}$. Als sekundäre Normale dienen Glühlampen geeigneter Bauart.

Bischoff, K.; Metzendorf, J.: (1991): Die SI-Einheit „Candela“. Die SI-Basiseinheiten, Definition, Entwicklung, Realisierung, 39

9.1.4.2 Abgeleitete SI-Einheiten

Die abgeleiteten SI-Einheiten werden kohärent, d.h. nur mit dem Zahlenfaktor 1 aus den Basiseinheiten abgeleitet. Dabei werden für die Einheiten die gleichen algebraischen Beziehungen – unter Benutzung der mathematischen Zeichen für Multiplikation und Division – verwendet, die auch für die jeweils zugeordneten Größen gelten. Verschiedene abgeleitete Einheiten haben einen besonderen Namen und ein besonderes Einheitenzeichen erhalten, die ihrerseits dazu verwendet werden können, weitere abgeleitete Einheiten auf einfachere Weise zu bilden, als wenn man von den Basiseinheiten ausgeht. Man kann daher die abgeleiteten Einheiten in drei Gruppen einteilen.

1. Abgeleitete SI-Einheiten, die durch Basiseinheiten ausgedrückt werden (s. Tab. 9.2).

Tab. 9.2 Beispiele für abgeleitete SI-Einheiten, die durch Basiseinheiten ausgedrückt werden

Dimension	SI-Einheit Name	Einheitenzeichen
Fläche	Quadratmeter	m^2
Geschwindigkeit	Meter durch Sekunde	m/s
Wellenzahl	reziprokes Meter	m^{-1}
Dichte	Kilogramm durch Kubikmeter	kg/m^3

2. Abgeleitete SI-Einheiten, die einen besonderen Namen haben (s. Tab. 9.3, S. 11).
3. Abgeleitete SI-Einheiten, die mit Hilfe von besonderen Namen ausgedrückt werden (s. Tab. 9.4, S. 11).

Es bestehen keine Einwendungen gegen die Benutzung bestimmter besonderer Namen oder bestimmter Kombinationen von Einheiten zum Zwecke der leichteren Unterscheidung zwischen Größen gleicher Dimension. (Beispiele: Das Hertz anstatt der reziproken Sekunde für die Frequenz; das Newtonmeter anstatt dem Joule für das Moment einer Kraft). Hierzu gibt es Empfehlungen in der Normung.

Die Werte der Größen mit dem Dimensionsprodukt 1, wie beispielsweise die Brechzahl oder die Permeabilitätszahl, werden als reine Zahl angegeben. Die entsprechende SI-Einheit ist in solchen Fällen das Verhältnis zweier gleicher SI-Einheiten und kann durch die Zahl 1 ausgedrückt werden (s.a. 9.1.6).

9.1.4.3 Dezimale Teile und Vielfache von SI-Einheiten

Um die Zahlenwerte bei der Angabe von Größenwerten in einer praktikablen Größenordnung zu halten, haben die Organe der Meterkonvention die in Tab. 9.5, S. 12, zusammengestellten Vorsätze und Vorsatzzeichen zum Bilden dezimaler Vielfache und Teile von SI-Einheiten empfohlen.

Unter den Basiseinheiten des SI enthält als einzige die Einheit der Masse aus historischen Gründen bereits im Namen einen Vorsatz. Die Namen der dezimalen Teile und Vielfachen der Basiseinheit der Masse werden deshalb durch Hinzufügen der Vorsätze vor das Wort „Gramm“ gebildet.

Wenn an ein mit einem Vorsatzzeichen versehenes Einheitenzeichen ein Potenzexponent angefügt ist, bedeutet dies, daß das Vielfache oder der Teil der Einheit in die durch den Exponenten ausgedrückte Potenz erhoben ist.

Tab. 9.3 Abgeleitete SI-Einheiten, die einen besonderen Namen haben

Dimension	SI-Einheit Name	Einheiten- zeichen	durch SI-Basiseinheiten ausgedrückt
ebener Winkel	Radian	rad	$\text{m} \cdot \text{m}^{-1}$
Raumwinkel	Steradian	sr	$\text{m}^2 \cdot \text{m}^{-2}$
Frequenz	Hertz	Hz	s^{-1}
Aktivität (radiokative)	Becquerel	Bq	s^{-1}
Kraft	Newton	N	$\text{m} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
Druck, Spannung	Pascal	Pa	$\text{m}^{-1} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
Energie, Arbeit, Wärmemenge	Joule	J	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
Leistung, Energiestrom	Watt	W	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3}$
Energiedosis	Gray	Gy	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-2}$
Äquivalentdosis	Sievert	Sv	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-2}$
Elektrizitätsmenge, elektrische Ladung	Coulomb	C	$\text{s} \cdot \text{A}$
elektrische Spannung, elektromotorische Kraft	Volt	V	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{A}^{-1}$
elektrische Kapazität	Farad	F	$\text{m}^{-2} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{s}^4 \cdot \text{A}^2$
elektrischer Widerstand	Ohm	Ω	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{A}^{-2}$
elektrischer Leitwert	Siemens	S	$\text{m}^{-2} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{s}^3 \cdot \text{A}^2$
magnetischer Fluß	Weber	Wb	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{A}^{-1}$
magnetische Flußdichte, Induktion	Tesla	T	$\text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{A}^{-1}$
Induktivität	Henry	H	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{A}^{-2}$
Celsius-Temperatur ¹⁾	Grad Celsius	°C	K
Lichtstrom	Lumen	lm	$\text{cd} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{m}^{-2}$
Beleuchtungsstärke	Lux	lx	$\text{m}^{-2} \cdot \text{cd} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{m}^{-2}$

¹⁾Der Grad Celsius (°C) ist die Einheit für die Angabe von Temperaturen t „über einer durch Konvention festgelegten thermodynamischen Temperatur T_0 “ oder von Celsius-Temperaturen. Die Temperatur T_0 des „Nullpunktes der thermodynamischen Celsius-Skala“ beträgt $T_0 = 273,15 \text{ K}$. Die Einheit Grad Celsius ist gleich der Einheit Kelvin. Bei der Angabe der Celsius-Temperatur wird der Grad Celsius als besonderer Name für das Kelvin benutzt. Es gilt also die Zahlenwertgleichung $[t] = [T] - 273,15$. Auch die Differenz zweier Celsius-Temperaturen kann in der Einheit Grad Celsius angegeben werden.

Die bei der Definition der Celsius-Temperatur benutzte Bezugstemperatur $T_0 = 273,15 \text{ K}$, entsprechend der Celsius-Temperatur 0°C , ist innerhalb der heute bestehenden Meßunsicherheit gleich dem Eispunkt. Der Eispunkt ist die Gleichgewichtstemperatur für das heterogene Gleichgewicht zwischen den drei Phasen Eis, luftgesättigtes flüssiges Wasser sowie Luft beim Normdruck $101,325 \text{ kPa}$ und bei festgelegter Luftzusammensetzung. Die flüssige und die gasförmige Phase sind also hier Mischphasen.

Tab. 9.4 Beispiele für abgeleitete SI-Einheiten, die mit Hilfe von besonderen Namen ausgedrückt werden

Dimension	SI-Einheit Name	Einheiten- zeichen	durch SI-Basisein- heiten ausgedrückt
dynamische Viskosität	Pascalsekunde	$\text{Pa} \cdot \text{s}$	$\text{m}^{-1} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$
spezifische Energie	Joule durch Kilogramm	J/kg	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-2}$
elektrische Ladungsdichte	Coulomb durch Kubikmeter	C/m^3	$\text{m}^{-3} \cdot \text{s} \cdot \text{A}$
Permeabilität	Henry durch Meter	H/m	$\text{m} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{A}^{-2}$
Energiedosisleistung	Gray durch Sekunde	Gy/s	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-3}$

Tab. 9.5 SI-Vorsätze

Vorsatz	Vorsatzzeichen	Faktor	Vorsatz	Vorsatzzeichen	Faktor
Yotta	Y	10^{24}	Dezi	d	10^{-1}
Zetta	Z	10^{21}	Zenti	c	10^{-2}
Exa	E	10^{18}	Milli	m	10^{-3}
Peta	P	10^{15}	Mikro	μ	10^{-6}
Tera	T	10^{12}	Nano	n	10^{-9}
Giga	G	10^9	Piko	p	10^{-12}
Mega	M	10^6	Femto	f	10^{-15}
Kilo	k	10^3	Atto	a	10^{-18}
Hekto	h	10^2	Zepto	z	10^{-21}
Deka	da	10^1	Yocto	y	10^{-24}

Beispiele:

$$1\text{ cm}^3 = (10^{-2}\text{ m})^3 = 10^{-6}\text{ m}^3$$

$$1\text{ }\mu\text{s}^{-1} = (10^{-6}\text{ s})^{-1} = 10^6\text{ s}^{-1}$$

Empfehlungen über bevorzugt zu verwendende dezimale Teile und Vielfache von SI-Einheiten werden in ISO 1000 „SI units and recommendations for the use of their multiples and of certain other units“ und DIN 1301 Teil 2 „Einheiten, Allgemein angewendete Teile und Vielfache“ gegeben. Bezüglich der Darstellung von Einheitennamen in Systemen mit beschränktem Schriftzeichenvorrat s. ISO 2955 und DIN 66 030 „Darstellung der Einheiten in Systemen mit beschränktem Schriftzeichenvorrat“.

9.1.5 Einheiten außerhalb des SI

Es gibt eine Reihe von Einheiten, die zwar zum Internationalen Einheitensystem systemfremd sind, die jedoch eine beträchtliche Rolle spielen und weit verbreitet sind. Damit die Vorteile der Kohärenz der SI-Einheiten nicht verlorengehen, sollte das Bilden von zusammengesetzten Einheiten mit Einheiten außerhalb des SI nur in begrenzten Fällen erfolgen. Die Organe der Meterkonvention geben daher Empfehlungen hierfür. In Tab. 9.6 sind diejenigen Einheiten zusammengestellt, die ohne Einschränkung mitverwendet werden können.

Desgleichen ist es notwendig, einige andere Einheiten außerhalb des Internationalen Einheitensystems zuzulassen, deren Verwendung in speziellen Gebieten zweckmäßig ist. Ihre

Tab. 9.6 Einheiten, die gemeinsam mit dem Internationalen Einheitensystem benutzt werden

Name	Einheitenzeichen	Beziehung zu den SI-Einheiten
Minute	min	1 min = 60 s
Stunde	h	1 h = 60 min = 3600 s
Tag	d	1 d = 24 h = 86 400 s
Grad	°	1° = ($\pi/180$) rad
Minute	'	1' = (1/60)° = ($\pi/10\,800$) rad
Sekunde	"	1" = (1/60)' = ($\pi/648\,000$) rad
Liter	l, L	1 l = 1 dm ³ = 10 ⁻³ m ³
Tonne	t	1 t = 10 ³ kg

Tab. 9.7 Einheiten, die gemeinsam mit dem Internationalen Einheitensystem benutzt werden und deren Beziehungen zu den SI-Einheiten experimentell ermittelt werden

Name	Einheitenzeichen	Definition
Elektronvolt	eV	Das Elektronvolt ist gleich der kinetischen Energie, die ein Elektron bei Durchlaufen einer Potentialdifferenz von 1 Volt im Vakuum gewinnt: $1 \text{ eV} = 1,602\,177\,33(49) \cdot 10^{-19} \text{ J}$
atomare Masseneinheit	u	Die atomare Masseneinheit ist gleich dem 12ten Teil der Masse eines Atoms des Nuklids ^{12}C : $1 \text{ u} = 1,660\,540\,2(10) \cdot 10^{-27} \text{ kg}$
astronomische Einheit ¹⁾	AE	Die astronomische Einheit der Entfernung ist gleich der Länge des Halbmessers der nichtgestörten Kreisbahn, auf der sich ein Körper von vernachlässigbarer Masse um die Sonne mit einer siderischen (auf das Fixsternsystem bezogenen) Winkelgeschwindigkeit von 0,017 202 098 950 Radiant durch Tag bewegt. In dem System von astronomischen Konstanten (1976) der Internationalen Astronomischen Union gilt die Beziehung: $1 \text{ AE} = 149\,597,870\,61(3) \cdot 10^6 \text{ m}$
Parsec	pc	Das Parsec ist gleich derjenigen Entfernung, von der aus die astronomische Einheit unter einem Winkel von 1" erscheint: $1 \text{ pc} = 206\,264,8 \text{ AE} = 30\,856,78 \cdot 10^{12} \text{ m}$

¹⁾Die astronomische Einheit hat kein internationales Einheitenzeichen: Es werden Abkürzungen benutzt, z.B. AE im Deutschen, UA im Französischen, AU im Englischen, a.e.JI im Russischen, usw.

zahlenmäßige Beziehung zu den SI-Einheiten kann nur experimentell ermittelt und somit nicht durch einen genauen Wert angegeben werden (s. Tab. 9.7).

Die in Tab. 9.8 zusammengestellten Einheiten sollen nur vorübergehend zusammen mit den SI-Einheiten verwendet werden und ausschließlich im Rahmen der derzeitigen Gewohnheiten (also keine Ausweitung!). Vorübergehend in diesem Sinne heißt so lange, bis die Organe der Meterkonvention erklärt haben, daß sie nicht mehr notwendig sind. Diesen Tatbestand darf man nicht mit rechtlichen Festlegungen verwechseln, die ausschließlich für den Gebrauch von Einheiten im amtlichen und geschäftlichen Verkehr gelten.

Die Dioptrie ist eine Sonderbezeichnung für die Einheit reziprokes Meter bei der Angabe des Brechwertes optischer Systeme ($1 \text{ dptr} = 1 \text{ m}^{-1}$).

9.1.6 Besondere Einheiten für Größen mit dem Dimensionsprodukt 1

Bildet man den Bruch aus zwei Größen A und B , so entsteht hierbei eine neue Größe. Sind hierbei A und B Größen verschiedener Dimension, so nennt man den Bruch einen Größenquotienten (z.B. Dichte, Druck). Sind A und B Größen gleicher Dimension, so nennt man den Bruch ein Größenverhältnis (z.B. Dehnung, Verstärkungsfaktor, Volumen-gehalt) (s. DIN 1313).

Größenverhältnisse, die auch das Einheitenverhältnis 1 haben, können recht unterschiedlich angegeben werden.

Tab. 9.8 Einheiten, die vorübergehend neben dem Internationalen Einheitensystem beibehalten werden

Name	Einheiten- zeichen	Beziehung zu den SI-Einheiten	Bemerkung
Seemeile		1 Seemeile = 1852 m	Die Seemeile ist eine spezielle Einheit zur Angabe von Entfernungen in der See- und Luftfahrt. Dieser konventionelle Wert wurde von der ersten Außerordentlichen Hydrographischen Konferenz, Monaco 1929, unter dem Namen „Internationale Seemeile“ angenommen.
Knoten		1 Seemeile durch Stunde = (1852/3600) m/s	
Ångström ²⁾	Å	1 Å = 0,1 nm = 10^{-10} m	
Ar	a	1 a = 1 dam ² = 10^2 m ²	
Hektar	ha	1 ha = 1 hm ² = 10^4 m ²	
Barn ²⁾	b	1 b = 10^{-28} m ²	Das Barn ist eine spezielle Einheit zur Angabe des Wirkungsquerschnitts in der Kernphysik.
Bar ¹⁾	bar	1 bar = 0,1 MPa = 10^5 Pa	
Gal ²⁾	Gal	1 Gal = 1 cm/s ² = 10^{-2} m/s ²	Das Gal ist eine spezielle Einheit zur Angabe der Fallbeschleunigung in der Geodäsie und in der Geophysik.
Curie ²⁾	Ci	1 Ci = $3,7 \cdot 10^{10}$ Bq	Das Curie ist eine spezielle Einheit, die in der Kernphysik zur Angabe der Aktivität von Radionukliden benutzt wird.
Röntgen ²⁾	R	1 R = $2,58 \cdot 10^{-4}$ C/kg	Das Röntgen ist eine spezielle Einheit zur Angabe der Ionendosis, die von Röntgen- oder γ -Strahlung erzeugt wird.
Rad ²⁾	rad	1 rad = 1 cGy = 10^{-2} Gy	Das Rad ist eine spezielle Einheit zur Angabe der Energiedosis, die von ionisierender Strahlung erzeugt wird. Bei Gefahr einer Verwechslung mit dem Einheitenzeichen für Radiant kann man rd als Einheitenzeichen für Rad benutzen.

¹⁾Kann bis zum Jahr 2005 mit SI-Einheiten verwendet werden.²⁾Soll ab 1996 möglichst nicht mehr verwendet werden.

Beispiele:

$$\begin{aligned} A &= 3\,000 \text{ V/V} && \text{Verstärkungsfaktor} \\ \varphi &= 38\% && \text{Volumengehalt} \\ u_r &= 5,4 \cdot 10^{-6} && \text{relative Meßunsicherheit} \end{aligned}$$

Für die zweckmäßige Bezeichnung von Größenverhältnissen gibt es eine Reihe von Wortzusammensetzungen mit den Wörtern Konstante, Koeffizient, Zahl, Faktor, Grad, Maß, Pegel (hierzu s. DIN 5485).

Größenverhältnisse (wie natürlich auch Größenprodukte mit der Dimension 1) haben auch deshalb eine besondere Bedeutung, weil sie gelegentlich in transzendente Funktionen eingesetzt werden. Da transzendente Funktionen nur für Zahlen definiert sind, müssen die Größenwerte des Größenverhältnisses, die in eine transzendente Funktion eingesetzt werden, das Einheitenverhältnis 1 haben.

Beispiele:

$$\begin{aligned} 1. \quad T &= 20 \text{ ms}, \quad t = 10 \text{ ms} \\ \cos 2\pi \frac{t}{T} &= \cos 2\pi \frac{10 \text{ ms}}{20 \text{ ms}} = \cos \pi = -1 \\ 2. \quad U_1 &= 1,103 \text{ mV}, \quad U_2 = 2,236 \text{ V} \\ \lg U_2/U_1 &= \lg \frac{2,236 \text{ V}}{1,103 \text{ mV}} = \lg 2,027 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{V}} = \lg 2,027 \cdot 10^3 \approx 3,307. \end{aligned}$$

Das Einsetzen eines Größenverhältnisses in eine transzendente Funktion liefert zwar eine Zahl, doch kann diese Zahl als Zahlenwert einer Größe mit dem Dimensionsprodukt 1 aufgefaßt werden. Den erzielten Ergebnissen werden häufig einheitenähnliche Namen und Zeichen hinzugefügt, die wie Einheiten verwendet werden können.

Es hat sich eingebürgert – insbesondere in der Nachrichtentechnik und Akustik – daß der natürliche Logarithmus auf solche Größenverhältnisse angewendet wird, die aus den Größenwerten einer Feldgröße (z.B. Schalldruck) gebildet werden. Dies kennzeichnet man mit dem Hinweiszeichen Neper (Np). Man schreibt z.B. $a_1 = 1 \text{ Np}$, wenn $a_1 = \ln(F_1/F_2) = 1$ ist, wobei F_1 und F_2 die beiden Werte einer Feldgröße sind. Es ist dann $F_1 = 2,718 F_2$.

Der Zehnerlogarithmus wird auf solche Größenverhältnisse angewendet, die aus den Größenwerten einer Leistungsgröße (z.B. Leistungsdichte) gebildet werden und kennzeichnet diese mit dem Hinweiszeichen Bel (B). Man schreibt z.B. $a_2 = 1 \text{ B}$, wenn $a_2 = \lg(P_1/P_2) = 1$ ist, wobei P_1 und P_2 die beiden Werte einer Leistungsgröße sind. Es ist dann $P_1 = 10 P_2$. In der Praxis wird meist der zehnte Teil, das Dezibel (dB) verwendet, s. DIN 5493 Logarithmische Größen und Einheiten, Teil 2 (Sept. 1994) „Logarithmierte Größenverhältnisse; Maße, Pegel in Neper und Dezibel“.

Nimmt man an, daß a_1 und a_2 nicht verschieden definierte Größen sind, dann gilt

$$a = \ln(U_1/U_2) \text{ Np} = 20 \lg(U_1/U_2) \text{ dB}. \quad (9.4)$$

Daraus ergibt sich

$$1 \text{ dB} = 0,115 \text{ Np}. \quad (9.5)$$

Logarithmierte Größenverhältnisse werden Pegel genannt, wenn der Nenner des Verhältnisses eine festgelegte Bezugsgröße ist (z.B. $2 \cdot 10^5 \text{ Pa}$ beim Schalldruckpegel). Es hat sich international

eingebürgert, diese Bezugswerte in Klammer hinter das Zeichen dB oder Np zu setzen, obwohl dies ein Verstoß gegen die Festlegung ist, daß solche Angaben zur weiteren Kennzeichnung einer Größe am Größensymbol und nicht am Einheitenzeichen erfolgen sollen (Beispiele s. DIN 5493, Beiblatt I (Sept. 1994) „Logarithmierte Größenverhältnisse, Pegel; Hinweiszeichen auf Bezugsgrößen und Meßbedingungen“).

9.1.7 Das CGS-System

In bestimmten Spezialgebieten der Wissenschaft, insbesondere in der theoretischen Physik, ist teilweise noch das CGS-System in Gebrauch. Das CGS-System ist ein kohärentes Einheitensystem, in dem den drei Basisdimensionen Länge, Masse und Zeit die Basiseinheiten Zentimeter (cm), Gramm (g) und Sekunde (s) zugeordnet sind. Auch im CGS-System gibt es eine Reihe von abgeleiteten Einheiten mit besonderen Namen, die aber nicht zusammen mit SI-Einheiten verwendet werden sollten. Für den Bereich der Mechanik gibt es die in Tab. 9.9 zusammengestellten abgeleiteten CGS-Einheiten mit besonderen Namen.

Tab. 9.9 Abgeleitete CGS-Einheiten mit besonderen Namen für den Bereich der Mechanik

Dimension	abgeleitete Einheit		durch CGS-Basiseinheiten ausgedrückt
	Name	Einheitenzeichen	
Kraft	Dyn	dyn	$\text{cm} \cdot \text{g} \cdot \text{s}^{-2}$
Energie	Erg	erg	$\text{cm}^2 \cdot \text{g} \cdot \text{s}^{-2}$
Fallbeschleunigung	Gal	Gal	$\text{cm} \cdot \text{s}^{-2}$
dynamische Viskosität	Poise	P	$\text{cm}^{-1} \cdot \text{g} \cdot \text{s}^{-1}$
kinematische Viskosität	Stokes	St	$\text{cm}^2 \cdot \text{s}^{-1}$

Im Bereich der Elektrizität und des Magnetismus wurden mehrere Varianten des CGS-Systems entwickelt (s. 9.1.8).

9.1.8 Größen- und Einheitensysteme in Elektrizität und Magnetismus

Das MKSA-System (als ein Untersystem des SI) mit den vier Basiseinheiten Meter, Kilogramm, Sekunde und Ampere und das CGS-System mit den drei Basiseinheiten Zentimeter, Gramm und Sekunde entsprechen zwei verschiedenen Systemen von Gleichungen im Bereich von Elektrizität und Magnetismus, die aus vier bzw. drei Basisgrößen entwickelt wurden. Diese Systeme werden als vier- bzw. dreidimensionale Gleichungssysteme bezeichnet.

Gleichungensysteme mit vier Basisgrößen In den Gleichungen mit vier Basisgrößen, wofür hier Länge, Zeit, Masse und elektrische Stromstärke gewählt sind, enthält der Satz der Basisgrößen mindestens eine Größe elektrischer Natur. In diesem System treten die Permeabilität μ und die Permittivität ε als dimensionsbehaftete physikalische Größen in den zugehörigen Gleichungen auf. Die magnetische Feldkonstante μ_0 und die elektrische Feldkonstante $\varepsilon_0 = (\mu_0 c^2)^{-1}$ sind:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m (genau)} \tag{9.6}$$

und
$$\varepsilon_0 = (4\pi\zeta^2)^{-1} \cdot 10^{11} \text{ F/m} = (8,854\,187\,817\,\dots) \cdot 10^{-12} \text{ F/m} \tag{9.7}$$

wobei $\zeta = (299\,792\,458) \cdot 10^2$ der Zahlenwert der Vakuumlichtgeschwindigkeit c in cm/s ist (s. 9.1.4.1 und Tab. T 9.02 im Anhang).

Wenn vierdimensionale Gleichungen verwendet werden, schreibt man diese Gleichungen im allgemeinen in der rationalen Form (s.u.). Der Gebrauch dieses Systems von Gleichungen und Größen zusammen mit den SI-Einheiten einschließlich der mit den SI-Vorsätzen gebildeten Teile und Vielfachen wird besonders empfohlen.

Gleichungensysteme mit drei Basisgrößen Es sind drei verschiedene Gleichungensysteme mit den Basisgrößen Länge, Zeit und Masse entwickelt worden.

– Das elektrostatische Gleichungensystem, das die elektrische Ladung als eine abgeleitete physikalische Größe mittels des Coulomb-Gesetzes für die Kraft zwischen elektrischen Ladungen definiert, wobei die Permittivität gleich einer Größe der Dimension 1 gesetzt wird (Permittivitätszahl), deren Wert im Vakuum gleich eins ist. Das System der elektrostatischen CGS-Einheiten (E.S.E) ist ein kohärentes Einheitensystem für das dreidimensionale elektrostatische Gleichungensystem.

– Das elektromagnetische Gleichungensystem, das die elektrische Stromstärke als eine abgeleitete Größe mittels des Wechselwirkungsgesetzes für die Kraft zwischen zwei elektrischen Stromelementen definiert, wobei die Permeabilität gleich einer Größe der Dimension 1 gesetzt wird (Permeabilitätszahl), deren Wert im Vakuum gleich eins ist. Das System der elektromagnetischen CGS-Einheiten (E.M.E) ist ein kohärentes Einheitensystem für das dreidimensionale elektromagnetische Gleichungensystem.

– Das symmetrische Gleichungensystem, das die elektrischen Größen (einschließlich der elektrischen Stromstärke) dem elektrostatischen Gleichungensystem und die magnetischen Größen dem elektromagnetischen Gleichungensystem entnimmt.

Dieses System der „gemischten“ CGS-Einheiten – Gaußsches System genannt – ist ein kohärentes Einheitensystem für das dreidimensionale oder Gaußsche Gleichungensystem.

Vier abgeleitete magnetische oder Gaußsche CGS-Einheiten haben besondere Namen erhalten. Sie sind in Tab. 9.10 zusammengestellt.

Die Gleichungen dieser dreidimensionalen Systeme werden gewöhnlich in der „nichtrationalen“ Form geschrieben, die so genannt wird, weil in diesen Gleichungen oft Faktoren 2π oder 4π bei Situationen ohne Zylinder – oder Kugelsymmetrie auftreten. Die Gleichungen werden aber auch gelegentlich in „rationaler“ Form geschrieben, in der diese Faktoren nur in solchen Gleichungen auftreten, in denen man sie von der Geometrie der Situation her erwarten kann.

Wenn dreidimensionale Gleichungen verwendet werden, benutzt man meistens das Gaußsche System in nichtrationaler Form.

Beziehungen zwischen Größen in unterschiedlichen Gleichungensystemen sind ausführlich dargestellt bei U. Stille (1961). S. auch ISO 31/5-1992 „Quantities and units of electricity and magnetism“ sowie „Symbole, Einheiten und Nomenklatur in der Physik“ (1981), Deutsche Ausgabe von „Symbols, Units and Nomenclature in Physics“, SUN-Dokument U.I.P. 20 (1978) Weinheim: Physik-Verlag.

Tab. 9.10 Abgeleitete CGS-Einheiten im Gaußschen System mit besonderen Namen

Größe	abgeleitete Einheit		durch CGS-Basiseinheiten ausgedrückt
	Name	Einheitenzeichen	
$H^{*1)}$	Oersted	Oe	$\text{cm}^{-1/2} \cdot \text{g}^{1/2} \cdot \text{s}^{-1}$
\vec{B}^*	Gauß	G, Gs	$\text{cm}^{-1/2} \cdot \text{g}^{1/2} \cdot \text{s}^{-1}$
Φ^*	Maxwell	Mx	$\text{cm}^{3/2} \cdot \text{g}^{1/2} \cdot \text{s}^{-1}$
F_m^*	Gilbert	Gi	$\text{cm}^{-1/2} \cdot \text{g}^{1/2} \cdot \text{s}^{-1}$

¹⁾Der Stern dient der Unterscheidung von entsprechenden Größen im vierdimensionalen System.

9.1.9 Fundamentalkonstanten der Physik (W. Wöger)

Die grundlegenden physikalischen Theorien enthalten Elemente – die Fundamentalkonstanten (auch Naturkonstanten) –, deren Werte als zeitlich und räumlich unveränderlich angenommen und nicht durch Theorien selbst erklärt werden. Quantitative Aussagen der Theorien können nur so genau experimentell überprüft werden, wie diese Elemente bekannt sind. Die Überprüfung der Konsistenz des physikalischen Theoriengebäudes und der Gültigkeitsgrenzen einzelner Theorien setzt daher die experimentelle Bestimmung der Naturkonstanten mit der geringsten meßtechnisch möglichen Unsicherheit voraus.

Nur wenige Fundamentalkonstanten sind Größen der Dimension Eins. Somit hängen die Zahlenwerte der meisten Konstanten von den im Experiment verwendeten Einheiten ab, die aber nur mit einer anzugebenden Unsicherheit die SI-Definition repräsentieren (s. 9.1.4.1). Die experimentell bestimmte Konstante in SI-Einheiten ist daher mit mindestens dieser Unsicherheit versehen. Kann jedoch eine Fundamentalkonstante oder eine Kombination von Konstanten unabhängig von Ort und Zeit mit hoher Präzision reproduziert werden, so liegt es nahe, sie selbst als Einheit zu benutzen oder sie zur Definition einer Einheit zu benutzen. Nachdem festgestellt wurde, daß die genaue meßtechnische Bestimmung der (Vakuum-) Lichtgeschwindigkeit c_0 lediglich durch die Unsicherheit bei der Realisierung der Längeneinheit Meter begrenzt war, wurde die Lichtgeschwindigkeit festgelegt und damit eine Längeneinheit eingeführt, die jetzt auf die sehr genau realisierbare Zeiteinheit zurückgeführt war. Damit diese Längeneinheit sich aber nicht signifikant von der bisherigen unterschied, also Kontinuität der Einheiten gewährleistet war, wurde der Wert der Lichtgeschwindigkeit in ihrem bisherigem Unsicherheitsbereich gewählt. Durch den Josephson-Effekt läßt sich das magnetische Flußquant $h/2e$ sehr präzise reproduzieren, womit die Einführung einer sehr gut reproduzierbaren – und wiederum auf die Zeiteinheit zurückgeführten – elektrischen Spannungseinheit für praktische Zwecke möglich wurde. Ähnliches gilt für den von-Klitzing-Effekt (auch: Quanten-Hall-Effekt), bei dem die von Klitzingsche Konstante h/e^2 sehr genau reproduziert wird und zu einer elektrischen Widerstandseinheit für praktische Zwecke führt. In beiden Fällen jedoch ist das Verhältnis der so für praktische Zwecke gewonnenen Einheit zur definierten SI-Einheit nicht in wünschenswertem Maße bekannt. Sollten nun einerseits die Reproduzierbarkeit und andererseits die Kontinuität der SI-Einheiten bewahrt werden, müssen nach wie vor die Werte dieser beiden Fundamentalkonstantenkombinationen in SI-Einheiten so genau wie möglich ermittelt werden. Der hohe Aufwand zur Bestimmung der Fundamentalkonstanten ist nicht nur zur Überprüfung des Theoriengebäudes, sondern auch aus ganz praktischen meßtechnischen Gründen notwendig und gerechtfertigt.

Einen wichtigen Schritt auf dem Wege zur immer besseren Kenntnis der Fundamentalkonstanten bildet neben dem Experiment die Ausgleichsrechnung für die Konstanten nach der Methode der kleinsten Quadrate. Hierbei wird ausgenutzt, daß die meisten Konstanten über die Theorien miteinander verknüpft sind. Davon ausgenommen ist zur Zeit noch die Gravitationskonstante G , da über die Verbindung der Gravitationswechselwirkung zu irgendeiner der anderen fundamentalen Wechselwirkungen (insbesondere zur elektroschwachen) nichts bekannt ist. Liegen jedoch durch die Theorien geforderte Verknüpfungen vor, so kann eine Konstante oder eine Konstantenkombination nicht nur experimentell direkt, sondern auch indirekt aus den Daten anderer Konstanten bestimmt werden. Die Ausgleichsrechnung bildet aus allen diesen Ergebnissen ein gewichtetes Mittel, wobei die Gewichte durch die experimentellen Unsicherheiten der Eingangsdaten gegeben sind. Ein Meßergebnis hat innerhalb der Ausgleichsrechnung ein um so höheres Gewicht, je kleiner die Unsicherheit der Messung

ist. Ist der vorliegende experimentelle Eingangsdatensatz konsistent bezüglich der bekannten Verknüpfungen der Konstanten untereinander, so wird sich der Wert irgendeiner der ausgeglichenen Konstanten nicht signifikant von den experimentellen Werten unterscheiden, die vor der Ausgleichung für diese Konstante vorlagen. Nach aller Erfahrung ist dies kaum je der Fall. Aus der Ausgleichsrechnung erhält man jedoch Hinweise auf diejenigen Gruppen von Experimenten, die vermutlich für die aufgetretenen Inkonsistenzen verantwortlich sind. Sie gibt auf diese Weise Anlaß zu weiterer zielgerichteter Forschung. Inkonsistenzen lassen sich häufig auf die Angaben der experimentellen Unsicherheiten zurückführen, da diese Unsicherheit im Falle der Fundamentalkonstanten nahezu ausschließlich durch wenig bekannte systematische Meßabweichungen verursacht sind.

Auf der Basis der Ergebnisse einer Ausgleichsrechnung kann ein Satz konsistenter Werte der Fundamentalkonstanten zur weltweit einheitlichen Verwendung in Physik und Chemie erzeugt werden. Nach Vorliegen neuer experimenteller Ergebnisse geschieht dies – in der Regel alle 5 bis 10 Jahre – durch die Task Group on Fundamental Constants des Committee on Data and Technology (CODATA) des International Council of Scientific Unions (ICSU). Ein Auszug aus den zuletzt im Jahre 1986 empfohlenen Werten (Cohen u. Taylor (1986) und (1987)) ist in Tab. T 9.02 des Anhangs enthalten. Die Werte eines solchen Satzes sind korreliert. Das bedeutet, daß sich zwar der Wert einer nicht explizit in der Tabelle aufgeführten Kombination von Konstanten aus den Tabellenwerten ihrer Konstituenten ergibt, ihre Unsicherheit aber durch Anwendung des verallgemeinerten Fortpflanzungsgesetzes für Unsicherheiten (s. 9.3.3.2) errechnet werden muß. Hierzu sind die Diagonal- und Nichtdiagonalelemente (welche die Korrelationen beschreiben) der in der Originalliteratur angegebenen Kovarianz-Matrix zu verwenden.

Literatur zu 9.1

- Baehr, H. D. (1974): Physikalische Größen und ihre Einheiten. Düsseldorf: Bertelsmann
- Cohen, E.R.; Taylor, B.N. (1986): The 1986 Adjustment of the Fundamental Constants. CODATA Bulletin **63**
- Cohen, E.R.; Taylor, B.N. (1987): The 1986 Adjustment of the Fundamental Constants. Rev. Mod. Phys. **59**, 1121–1148
- Fleischmann, R. (1973): Einführung in die Physik. Weinheim: Physik-Verlag
- German, S.; Drath, P. (1979): Handbuch SI-Einheiten. Braunschweig/Wiesbaden: Vieweg
- Kamke, D.; Krämer, K. (1977): Physikalische Grundlagen der Maßeinheiten. Stuttgart: Teubner
- Stille, U. (1961): Messen und Rechnen in der Physik. 2. Aufl., Braunschweig: Vieweg
- BIPM (1991): Le Système International d'Unités (SI), 6. Ed., Pavillion de Breteuil, F-92310 Sèvres, France
- DIN-Taschenbuch 22 (1990): Einheiten und Begriffe für physikalische Größen. Berlin/Köln: Beuth
- DIN-Taschenbuch 202 (1994): Formelzeichen, Formelsatz, Mathematische Zeichen und Begriffe. Berlin/Köln: Beuth
- ISO-Standards Handbook (1992): Quantities and units (enthält ISO 31 und ISO 1000), Genf
- Symbols, Units and Nomenclature and Fundamental Constants in Physics, 1987 Revision: Document I.U.P.A.P.-25 (SUNAMCO 87-1)

9.2 Wichtige Begriffe der Meßtechnik (S. German)

9.2.1 Allgemeine Begriffe

Messen ist der experimentelle Vorgang, durch den ein spezieller Wert einer physikalischen Größe (Größenwert) als Vielfaches einer Einheit oder eines Bezugswertes ermittelt wird. Die physikalische Größe, die durch die Messung erfaßt wird, nennt man Meßgröße, ihren Wert Meßwert. Das Meßergebnis wird im allgemeinen aus mehreren einzeln ermittelten Meßwerten einer einzigen Meßgröße oder aus Meßwerten verschiedenartiger Meßgrößen mit Hilfe einer vorgegebenen eindeutigen Beziehung erhalten. Für jedes Meßergebnis sind die es eventuell beeinflussenden Bedingungen, unter denen es zustande kam, anzugeben (z.B. Druck, Temperatur, Anzahl der Einzelmessungen). Zum Meßergebnis gehört auch die Angabe der Meßunsicherheit (s. 9.3.1).

Zählen ist eine besondere Form des Messens. Hierbei wird eine Anzahl ermittelt (elektrische Impulse, Umdrehungen, Partikel). Beim Prüfen wird festgestellt, ob der Prüfgegenstand (Probe, Meßgerät) vereinbarte, vorgeschriebene oder erwartete Bedingungen erfüllt, insbesondere ob vorgegebene Fehlergrenzen oder Toleranzen eingehalten werden. Beim Kalibrieren (häufig auch Eichen genannt) vergleicht man die bereits bezifferte Skala eines Meßgeräts mit derjenigen eines Normals mit meist kleinerer Meßunsicherheit, um zu einer verbesserten Skala zu kommen. Beim (amtlichen) Eichen wird ein Meßgerät zunächst daraufhin geprüft, ob es die in den Eichvorschriften aufgeführten Bedingungen einhält (insbesondere bezüglich der Fehlergrenzen unter Berücksichtigung der Abhängigkeit der Anzeige von bestimmten Einflußgrößen (systematische Abweichungen verursachende Größen wie Druck, Temperatur, Luftfeuchte und magnetische Feldstärke) und anschließend gestempelt, womit bekundet wird, daß es zum Zeitpunkt der Prüfung die gestellten Anforderungen erfüllt hat und zu erwarten ist, daß es bei einer Handhabung entsprechend den Regeln der Technik innerhalb der Nacheichfrist „richtig“ bleibt.

Meßprinzip heißt die charakteristische physikalische Erscheinung oder der physikalische Vorgang, die oder der dem Meßvorgang zugrunde liegt (z.B. Lichtinterferenz bei der Messung einer Länge, elastische Formänderung bei der Messung eines Drucks). Die praktische Anwendung eines Meßprinzips führt auf ein Meßverfahren. Bei den direkten Meßverfahren wird der gesuchte Meßwert einer Meßgröße direkt mit einem Bezugswert derselben Meßgröße verglichen (z.B. Messen einer Masse mit Hilfe von Gewichtstücken). Bei den indirekten Meßverfahren wird der gesuchte Meßwert einer Meßgröße auf andersartige physikalische Größen zurückgeführt und aus diesen unter Verwendung physikalischer Zusammenhänge ermittelt (z.B. Bestimmen einer Dichte aus Masse und Volumen). Man unterscheidet analoge und digitale Meßverfahren. Man nennt ein Meßverfahren analog (ein Meßgerät analog arbeitend), wenn der Meßgröße (Einganggröße) durch das Verfahren eine Ausgangsgröße (Ausgabe, Anzeige) zugeordnet wird, die mindestens im Idealfall eine eindeutige, stetige Funktion der Meßgröße ist. Man nennt ein Meßverfahren digital (ein Meßgerät digital arbeitend), wenn der Meßgröße durch das Verfahren eine Ausgangsgröße zugeordnet wird, die eine mit festem kleinsten Schritt quantifizierte, zahlenmäßige Darstellung der Meßgröße ist. Einem Wertebereich der Meßgröße ist jeweils ein einziger Wert der Ausgabe zugeordnet. Das nach einem bestimmten Meßprinzip ausgewählte Meßverfahren wird mit Hilfe einer Meßeinrichtung verwirklicht, die aus einem Meßgerät oder mehreren zusammenwirkenden Meßgeräten und Zusatzeinrichtungen bestehen kann. Die wesentliche Aufgabe einer Meßeinrichtung ist es, den Meßwert einer physikalischen Größe (Meßgröße) oder eines Meßsignals, das den ge-

suchten Meßwert repräsentiert, aufzunehmen, das Meßsignal weiterzuleiten, eventuell umzuformen und den Meßwert auszugeben.

Ein Meßgerät liefert oder verkörpert Meßwerte, auch die Verknüpfung mehrerer voneinander unabhängiger Meßwerte. Zu den Meßgeräten gehören also sowohl die mit einer Ausgabe versehenen (z.B. anzeigende Meßgeräte) als auch Maßverkörperungen (z.B. Endmaß, Meßkolben). Ein Meßgerät sollte im Rahmen der metrologischen Infrastruktur in eine hierarchische Kette eingeordnet sein. Jedes Meßgerät muß daher an ein Normal mit geringerer Meßunsicherheit angeschlossen sein. An oberster Stelle stehen die Primärnormale: Die Darstellungen der Einheiten gemäß Definition oder auch die Darstellung höchster Präzision für die betreffende Einheit (z.B. Darstellung des Ampere mit der Stromwaage). Ein Sekundärnormal nimmt Bezug auf andere Größen und Einheiten oder eine andere als der Einheitsdefinition zugrunde liegende physikalische Situation und muß an ein Primärnormal angeschlossen sein. Für eine Reihe von physikalischen Größen steht an oberster Stelle in dieser Hierarchie eine Normalmeßeinrichtung (z.B. für die Kraft). Mit Hilfe dieser Hierarchie ist die Rückverfolgbarkeit („traceability“) aller Meßwerte auf die Primärnormale gesichert.

Das meßtechnische Verhalten eines Meßgeräts wird mit folgenden Begriffen charakterisiert (auf Spezialfälle wird hier nicht eingegangen):

1. Die Fehlergrenze ist der – von der Konstruktion und den Einflußgrößen abhängige – vereinbarte Höchstbetrag für Abweichungen des ausgegebenen Werts vom richtigen Wert. Fehlergrenzen werden im wesentlichen im Hinblick auf systematische Abweichungen vorgegeben. Sie dürfen aber auch nicht infolge der zusätzlich vorhandenen zufälligen Abweichungen überschritten werden. Für die Beträge der positiven Abweichungen und der negativen Abweichungen können unterschiedliche Fehlergrenzen vorgegeben werden. In den meisten Fällen sind aber obere und untere Fehlergrenze gleich, und man spricht dann von symmetrischen Fehlergrenzen. Eichfehlergrenzen sind Fehlergrenzen, die durch den Gesetzgeber vorgeschrieben sind.

2. Der Ausgabebereich (Anzeigebereich) ist der Bereich der Meßwerte, für die an einem Meßgerät eine Ausgabe existiert.

3. Der Meßbereich ist der Teil des Ausgabebereichs, für den der Fehler der Ausgabe innerhalb der vorgegebenen oder vereinbarten Fehlergrenzen bleibt.

4. Die Empfindlichkeit E eines Meßgeräts (unter Umständen an einer bestimmten Stelle der Skala) ist der Quotient einer beobachteten Änderung dY des Größenwerts am Ausgang durch die sie verursachende (hinreichend kleine) Änderung dX des Größenwerts am Eingang: $E = dY/dX$.

In der optischen Strahlungsphysik und der Lichttechnik verwendet man außer der differentiell definierten Empfindlichkeit E vorzugsweise die Gesamtempfindlichkeit s als Quotient Ausgangsgröße Y (Wirkung) durch Eingangsgröße X (Ursache): $s = Y/X$. Analog ist das in der Strahlungsphysik, insbesondere der Dosimetrie zur Kennzeichnung von Geräten benutzte Ansprechvermögen (oder die Nachweiswahrscheinlichkeit) definiert: angezeigte Größe Y durch Meßgröße X . Im allgemeinen ist es notwendig, die Werte der wesentlichen Einflußgrößen mitzuteilen, unter denen das Ansprechvermögen ermittelt worden ist.

Der Kalibrierfaktor „Meßgröße X durch angezeigte Größe Y “ (der Kehrwert des Ansprechvermögens) wird ebenfalls in der Dosimetrie verwendet (s. DIN 6800 Teil 2). Er darf nicht mit der Kalibrierkonstante verwechselt werden.

5. Die Ansprechschwelle ist derjenige Wert einer erforderlichen geringen Änderung der

Meßgröße, welche eine erste erkennbare Änderung der Anzeige hervorruft. Die Ansprechschwelle am Nullpunkt heißt auch Ansprechwert.

6. Der Skalenteilungswert ist bei einem Meßgerät mit Skalenanzeige gleich der Änderung des Wertes der Meßgröße, die auf einer Strichskala einer Verschiebung der Marke um einen Skalenteil entspricht. (Bei einem Meßgerät mit Ziffernabgabe wird auf einen Ziffernschritt bezogen.)

7. Die Skalenkonstante k bei Meßgeräten mit Skalenanzeige ohne unmittelbare Angabe der Einheit ist derjenige Größenwert, mit dem der Zahlenwert der Anzeige z_A multipliziert werden muß, um den gesuchten Meßwert x zu erhalten: $x = k \cdot z_A$. Die Skalenkonstante wird in manchen Bereichen der Meßtechnik auch Kalibrierkonstante oder bei Meßgeräten ohne Skala (z.B. Kapillarviskosimeter) auch Gerätekonstante genannt.

8. Die Umkehrspanne eines Meßgerätes bei einem bestimmten Wert der Meßgröße ist gleich der Differenz der Ausgabe, die man erhält, wenn dieser Meßwert einmal von kleineren Werten her und einmal von größeren Werten her langsam eingestellt wird.

Für die Beurteilung der Qualität eines Meßgeräts sind auch Informationen über die Abhängigkeit von Einflußgrößen (z.B. Temperatur, Druck, Beschleunigung, magnetische Feldstärke) notwendig. Auch das Alterungsverhalten ist von Interesse.

Das Kalibrieren und das Überprüfen komplizierter Meßgeräte (z.B. Analysengeräte) erfolgt häufig bequemer integral mit Hilfe eines Referenzmaterials als mittels einer Kontrolle der Einzelfunktionen. Ein Referenzmaterial ist ein Material oder eine Substanz, von der bestimmte Eigenschaften (z.B. die Zusammensetzung) genügend genau bekannt sind, und das man einem bereitgehaltenen Vorrat entnehmen kann.

Ein Nuklid ist eine Art von Atomen, die hinsichtlich Ordnungszahl (Protonenzahl) und Massenzahl (Nukleonenzahl) identisch sind. Unterschiedliche Nuklide mit gleicher Ordnungszahl werden als Isotope oder isotope Nuklide, unterschiedliche Nuklide mit gleicher Massenzahl als Isobare oder isobare Nuklide bezeichnet.

Ein Prototyp ist eine materielle Darstellung eines primären internationalen oder nationalen Normals. In der Präzisionsmetrologie wird das Wort Prototyp seit Jahrzehnten mit sächlichem Geschlecht verwendet (zur Unterscheidung vom Prototyp als erstes Modell einer Serienfertigung).

Außer den in 9.3 behandelten Begriffen zum Charakterisieren von Meßergebnissen werden insbesondere im Zusammenhang mit den Normalen (Normalmeßeinrichtung) für die primäre Darstellung der Basiseinheiten einige zusätzliche Begriffe verwendet.

Stabilität: Damit beschreibt man die zeitlichen Schwankungen ein und desselben Normals. Für quantitative Angaben verwendet man auch die Instabilität.

Bei nicht kontinuierlichem Betrieb einer Apparatur zur Darstellung einer Größe gibt es kleine Unterschiede beim erneuten Einschalten (dasselbe Meßgerät, dasselbe Laboratorium). Die sich unter diesen Wiederholbedingungen ergebende Standardabweichung (s. 9.3.1.3) heißt Wiederholstandardabweichung σ_r . Aus ihr läßt sich der Wert errechnen, unter dem der Betrag der Differenz zweier Meßwerte unter Wiederholbedingungen mit einer Wahrscheinlichkeit von 95% erwartet werden kann; er ist die Wiederholgrenze r mit $r = 2,77\sigma_r$. Damit verwandt ist der gelegentlich benutzte Begriff der Wiedereinstellgenauigkeit. Vergleichsbedingungen liegen vor, wenn in verschiedenen Laboratorien mit z.B. konstruktiv unterschiedlichen Meßgeräten Messungen ausgeführt werden. Aus der sich hierbei ergebenden Vergleichsstandardabweichung σ_R ergibt sich in

gleicher Weise die Vergleichsgrenze R mit $R = 2,77\sigma_R$ (s. DIN 1319 Teil 3; z.Z. noch Entwurf). Damit verwandt ist der gelegentlich benutzte Begriff der Reproduzierbarkeit.

9.2.2 Darstellung quantitativer Ergebnisse

Quantitative Ergebnisse werden häufig mit Hilfe von Tabellen dargestellt. Hierbei ist es wichtig, daß in den Tabellenköpfen eindeutige Angaben gemacht werden. Es hat sich bewährt, die physikalische Größe mit Hilfe ihres Symbols (s. Tab. T 9.01 im Anhang) und die verwendete Einheit mit Hilfe des Wortes „in“ anzugeben, z.B. „t in h“. Die Angabe bedeutet dann, daß sich die Zahlenwerte der aufgelisteten Größenwerte auf die Einheit Stunde beziehen. Keinesfalls dürfen Angaben, wie z.B. „t[h]“ für Zeit in Stunden, benutzt werden, da die eckige Klammer um ein Größensymbol die Einheit der Größe symbolisiert. Eine eckige Klammer um ein Einheitsymbol würde zum Bilden der „Einheit einer Einheit“ auffordern! (s. DIN 1313 (April 1978) „Physikalische Größen und Gleichungen; Begriffe, Schreibweisen“)

Eine bewährte Methode zur Darstellung funktionaler Zusammenhänge ist die graphische Darstellung. Sie ist für einen Leser nur dann voll aussagefähig, wenn die Koordinatenachsen eindeutig bezeichnet und beziffert sind (s. DIN 461 (März 1973) „Graphische Darstellung in Koordinatenachsen“ und DIN 5478 (Okt. 1973) „Maßstäbe in graphischen Darstellungen“), (graphische Darstellung von Meßreihen s. 9.3.6.1).

Für die Gestaltung von Diapositiven siehe insbesondere DIN 108 Teil 2 (April 1977) „Diaprojektion und Dias; Technische Dias; Vorlagen, Ausführungen, Prüfung, Vorführbedingungen“.

9.2.3 Terminologie bei differentiellen Größen

Oft setzt sich eine physikalische Größe Y aus gewichteten Anteilen der Werte einer anderen physikalischen Größe X (z.B. der Frequenz) zusammen:

$$Y = \int dY = \int Y_X dX; \quad Y_X = \frac{dY}{dX} \quad (9.8)$$

Dann ist es üblich, diese Abhängigkeit durch das Einführen der „(spektralen) Dichte Y_X der Größe Y bezüglich X “ zu berücksichtigen. Durch $Y_X = dY/dX$ wird die Größe Y auf einen differentiellen Bereich der Größe X bezogen.

Der Index X zeigt hierbei an, daß es sich um einen Differentialquotienten nach der Größe X handelt. Der Index X ist Teil des Größensymbols.

Diese Darstellung ist insbesondere für die strahlungsphysikalischen Größen üblich. Hierbei werden die Indizes λ , ν und σ für Differentialquotienten einer Größe nach der Wellenlänge λ , der Frequenz ν und der Wellenzahl σ benutzt. Sofern keine Unklarheit und keine Verwechslungsgefahr mit nur für monochromatische Strahlung definierten Größen besteht (z.B. spektraler Adsorptionsgrad $\alpha(\lambda)$, der zwar auch eine Funktion der Wellenlänge λ ist, jedoch nicht im Sinne eines Differentialquotienten nach der Wellenlänge), kann bei der Betrachtung der „(spektralen) Dichte einer Größe Y “ diese Dichte in abgekürzter Form auch einfach als „spektrale Größe Y “ bezeichnet werden (z.B. „spektrale Strahlstärke“ anstatt „spektrale Dichte der Strahlstärke“, vgl. auch 6.2.1). Größen mit dem Charakter einer „spektralen Dichte“ haben oft den Charakter von Wahrscheinlichkeitsdichten (s. 9.3.1.3).

Da in der Physik die Größe X auch häufig eine Energie (von Teilchen oder Photonen), eine Leistung oder eine Geschwindigkeit ist, spricht man auch anstelle von der (spektralen) Dichte der Größe Y vom „ X -Spektrum der Größe Y “ (z.B. Energie-Spektrum oder Geschwindigkeits-Spektrum eines Teilchenstromes).

Treten in einer solchen Dichte („Spektrum“) ausgeprägte Maxima auf, so werden sie in Analogie zum optischen Spektrum „Linien“ genannt. Ihre „Breite“ wird oft durch das Intervall ΔX in halber Höhe des Maximum gekennzeichnet, das ebenfalls „Halbwertsbreite“ heißt und dessen Größenwert in einer Einheit der Größe X anzugeben ist. Wenn die Linie die Form einer Gaußkurve besitzt, wird auch die „Breite“ 2σ in $1/\sqrt{e}$ -Höhe des Maximum benutzt; σ ist dabei ein Parameter dieser Kurve (Standardabweichung, s. 9.3.1.3).

Zwei benachbarte Linien gelten als aufgelöst, wenn ihre Schwerpunkte um mehr als ΔX auseinanderliegen. Das Verhältnis

$$A = \frac{X}{\Delta X} \quad (9.9)$$

wird als Auflösung bezeichnet.

Literatur zu 9.2

DIN 1319 „Grundbegriffe der Meßtechnik“, Teil 1 (Jan. 1995) „Grundbegriffe“, Teil 2 (Jan. 1980) „Begriffe für die Anwendung von Meßgeräten“, VDI/VDE 2600 „Metrologie (Meßtechnik)“ Blatt 2 (Nov. 1973) „Grundbegriffe“ und Blatt 3 (Nov. 1973) „Geräte technische Begriffe“

Internationales Wörterbuch der Metrologie: Beuth-Verlag, Berlin

(Siehe auch Literatur zu 9.1)

9.3 Auswertung von Messungen (K. Weise)

9.3.1 Allgemeines

9.3.1.1 Grundbegriffe des Messens

Eine Meßgröße ist eine physikalische Größe, der eine Messung gilt (z.B. Länge, Arbeit, Temperatur, elektrischer Widerstand, Halbwertszeit; auch Zählgröße: Molekülanzahl; oder Komponente einer mehrdimensionalen Größe: Drehimpuls, magnetische Induktion, Spannungstensor). Sie ist immer eine spezielle physikalische Größe unter den gegebenen Bedingungen der gerade gestellten Meßaufgabe (z.B. Geschwindigkeit dieses Fahrzeugs. Hierbei soll „dieses“ auf alle Umstände der Messung hinweisen). Bei der Auswertung der Messung wird sie mathematisch als eine Variable, wahrscheinlichkeitstheoretisch als Zufallsvariable behandelt. Ziel der Messung ist es, den unbekannten wahren Wert (Erwartungswert, s. 9.3.1.3 u. 9.3.2.1) der Meßgröße zu ermitteln. Als Variable kann sie daneben auch andere Werte annehmen (z.B. Meßwerte, s. 9.3.1.2). Ein Wert ist ein Produkt aus einer reellen Zahl und der Einheit der physikalischen Größe.

Meßwert wird ein durch Messen aus der Ausgabe eines Meßgerätes (z.B. Skalen- oder Ziffernanzeige oder elektronische Signale) gewonnener Wert der Meßgröße genannt.

Das Meßergebnis ist ein Schätzwert für den wahren Wert einer physikalischen Größe des Ergebnisses, d.h. einer Meßgröße, die letztlich interessiert. Es wird aus einem oder

mehreren Meßwerten einer einzelnen Meßgröße oder aus Meßwerten verschiedenartiger Meßgrößen sowie Werten anderer Größen nach mathematischen Beziehungen ermittelt und kann im einfachsten Fall ein einzelner Meßwert sein. Bei dieser Auswertung ist zwischen den Eingangsgrößen, zu denen die unmittelbar gemessenen Meßgrößen und auch die Einflußgrößen zählen, sowie den Ausgangs- oder Ergebnisgrößen zu unterscheiden (s. 9.3.3.1).

9.3.1.2 Meßunsicherheit und Meßabweichungen

Wird eine Meßgröße mehrfach gemessen, sei es an derselben oder an einer gleichartigen Meßanordnung, sei es auch nach unterschiedlichen Meßverfahren, so werden die dabei beobachteten Meßwerte im allgemeinen voneinander und damit auch von dem unbekannten wahren Wert der Meßgröße abweichen. Ziel ist es nun, aus den Meßwerten den besten Schätzwert für den wahren Wert der Meßgröße zu ermitteln und gleichzeitig die Unsicherheit dieser Schätzung quantitativ anzugeben.

Diese Unsicherheit (auch Meßunsicherheit) ist ein Maß für die unvollständige Kenntnis der Meßgröße. Sie ist ein Parameter, der das Meßergebnis vervollständigt und die Streuung derjenigen Werte charakterisiert, die der Meßgröße vernünftigerweise zugeordnet werden können. Die Meßunsicherheit ist wohl zu unterscheiden von der Meßabweichung (kurz Abweichung), der Differenz zwischen einem Meßwert oder Meßergebnis und dem wahren Wert der Meßgröße.

Wie unterschiedlich die Ursachen für die Meßabweichungen auch sein mögen, sie lassen sich nach der Art ihrer Auswirkung auf den Meßwert doch in zwei große Gruppen einteilen:

Zufällige oder statistische Meßabweichungen (früher statistische Fehler genannt) führen zu einer vom Zufall abhängigen Streuung der einzelnen Meßwerte. Das Meßergebnis wird dadurch unsicher, jedoch in einer nach statistischen Methoden im allgemeinen quantitativ angebbaren Weise.

Zufällige Abweichungen werden dadurch hervorgerufen, daß sich die Maßverkörperungen, die einzelne Werte einer Meßgröße darstellen (z.B. Endmaße, Meßkolben, Gewichtstücke, Widerstandsnormale), die Meßgeräte, das Meßobjekt, die Umweltbedingungen und die persönlichen Beobachtungsverhältnisse in nicht näher erfaßbarer und nicht beeinflussbarer Weise während der mehrfachen Messung ändern. Ursachen für zufällige Abweichungen können z.B. das endliche Auflösungsvermögen der Meßanordnung, die Reibung in einem Meßinstrument, das begrenzte Unterscheidungsvermögen der menschlichen Sinnesorgane oder statistische Schwankungen der Meßgröße selbst sein, wie bei der Zerfallsrate eines radioaktiven Stoffes.

Systematische Meßabweichung (früher systematischer Fehler genannt) heißt eine bestimmte gemeinsame Abweichung aller einzelnen Meßwerte oder des Meßergebnisses von dem unbekannten wahren Wert der physikalischen Größe. Abweichungen dieser Art werden überwiegend hervorgerufen durch Unvollkommenheiten des Meß- und Auswertungsverfahrens, der Maßverkörperungen, der Meßgeräte und des Meßobjektes sowie durch nicht erfaßte Umwelteinflüsse und persönliche Fehler des Beobachters. Ihre Ursachen sind z.B. falsche Kalibrierung, mangelhafte Justierung oder Konstruktionsfehler der Meßanordnung, mangelhafte Konstanz der Versuchsbedingungen, Ablesefehler durch Parallaxe, nicht sicher oder noch nicht bekannte gesetzmäßige Einwirkung von Einflußgrößen. Oft lassen sich die systematischen Abweichungen nicht eindeutig von den zufälligen unterscheiden, denn die gleiche, häufig unbekannte Ursache kann sich im Sinne beider Abweichungsarten auf die Meßwerte

und auf das Meßergebnis auswirken, so daß es nicht gelingt, sie quantitativ voneinander zu trennen.

In der Theorie der Abweichungen, die auf statistischen Betrachtungen beruht, kann nur der Einfluß der zufälligen Abweichungen und höchstens der quantitativ erfaßbaren systematischen Abweichungen auf das Meßergebnis behandelt werden. Deshalb bleibt es eine wichtige Aufgabe des Experimentators, systematische Abweichungen zu erkennen, sie wenn möglich auszuschalten oder zumindest ihre Auswirkung auf das Meßergebnis quantitativ abzuschätzen und durch Korrekturen zu berücksichtigen (s. 9.3.3.3, Pkt. 4 u. 6). Wenn dieses Ziel nicht erreicht werden kann, so muß die Auswirkung systematischer Abweichungen auf das Meßergebnis durch eine sorgfältige Analyse der Maßverkörperungen, des Meßobjektes, der Meßanordnung, des Meßvorganges und der übrigen Versuchsbedingungen (z.B. Umgebungseinflüsse) kritisch überdacht werden.

Die Bedeutung der statistischen Theorie der Abweichungen, im besonderen der statistischen Prüfungen (s. 9.3.5), liegt oft darin, dem Experimentator eine Entscheidung zu ermöglichen, ob es notwendig ist, weiter nach unerkannten systematischen Abweichungen zu suchen.

Literatur zu 9.3.1.1 u. 9.3.1.2 s. z.B. DIN 1319 und ISO Guide (1993)

9.3.1.3 Grundbegriffe der Wahrscheinlichkeitstheorie

Zufällige Abweichungen führen zu einer statistischen Streuung der Meßwerte. Die Streuung kann hervorgerufen sein durch Abweichungen, die auf die Meßanordnung oder den Meßvorgang im weiteren Sinne zurückzuführen sind, oder durch statistische Schwankungen der Meßgröße selbst wie bei der Zerfallsrate eines radioaktiven Stoffes. Die Verteilung (s.u.) der Meßwerte kann daher unterschiedlichen Charakter besitzen. Diese dem Meßproblem zugrunde liegende Verteilung der Grundgesamtheit, d.h. aller möglichen Meßwerte, aus der durch die Messung eine Stichprobe in Form einer Anzahl von Meßwerten gewonnen wird, bestimmt die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten der Meßwerte.

Die Wahrscheinlichkeit \Pr , daß eine physikalische Größe X , in diesem Zusammenhang Zufallsvariable (Zufallsgröße) genannt, einen Wert annimmt, der kleiner oder gleich einem vorgegebenen Wert x ist, heißt Verteilungsfunktion $F_X(x)$ der Zufallsvariablen X . Es ist

$$F_X(x) = \Pr(X \leq x), \quad \text{wobei} \quad F_X(-\infty) = 0 \quad \text{und} \quad F_X(+\infty) = 1. \quad (9.10)$$

Die Wahrscheinlichkeitsdichte einer Zufallsvariablen X ist eine Funktion $f_X(x) \geq 0$ mit der Eigenschaft

$$\int_{-\infty}^x f_X(z) dz = F_X(x). \quad (9.11)$$

Bei einer diskreten Zufallsvariablen X sind nur ganz bestimmte Werte x_j mit einer von Null verschiedenen Wahrscheinlichkeit $\Pr(X = x_j) = f_X(x)$ möglich. $f_X(x)$ heißt dann Wahrscheinlichkeitsfunktion.

Zwei oder mehrere physikalische Größen X_i ($i = 1, 2, \dots$) können z.B. infolge physikalischer Zusammenhänge oder über die Meßanordnung, Maßverkörperungen oder das Meßverfahren in irgendeiner Weise voneinander abhängen. Sie besitzen dann eine gemeinsame Verteilungsfunktion

$$F_{X_1, X_2, \dots}(x_1, x_2, \dots) = \Pr(X_1 \leq x_1 \wedge X_2 \leq x_2 \dots) \quad (9.12)$$

(\wedge lies: und) und evtl. entsprechend eine gemeinsame Wahrscheinlichkeitsdichte oder gemeinsame Wahrscheinlichkeitsfunktion. Die Zufallsvariablen heißen unabhängig, wenn

$$F_{X_1, X_2, \dots}(x_1, x_2, \dots) = F_{X_1}(x_1) \cdot F_{X_2}(x_2) \cdot \dots \quad (9.13)$$

Entsprechende Gleichungen gelten dann für die Wahrscheinlichkeitsdichten und -funktionen. Verteilungsfunktion, Wahrscheinlichkeitsdichte und Wahrscheinlichkeitsfunktion dürfen, wenn Verwechslungen ausgeschlossen sind oder jede gemeint sein kann, kurz als Verteilung bezeichnet werden.

Ist $g(X)$ eine Funktion der Zufallsvariablen X , so ist ihr Erwartungswert gegeben durch

$$Eg(X) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x) f_X(x) dx \quad (9.14)$$

oder im diskreten Fall durch (x_j s. unter Gl. (9.11))

$$Eg(X) = \sum_j g(x_j) f_X(x_j). \quad (9.15)$$

$\mu = EX$ ist der Erwartungswert von X . EX^r heißt Moment der Ordnung r , $E(X - \mu)^r$ zentrales Moment der Ordnung r ; speziell für $r = 2$ ist $\sigma^2 = \text{Var}(X) = E(X - EX)^2$ die Varianz, σ wird Standardabweichung genannt. Ein Erwartungswert kann auch von einer Funktion $g(X_1, X_2, \dots)$ mehrerer Zufallsvariablen entsprechend den Gln. (9.14) und (9.15) mit der gemeinsamen Wahrscheinlichkeitsdichte oder -funktion gebildet werden, wobei über die Werte aller Zufallsvariablen zu integrieren bzw. zu summieren ist. So ist die Kovarianz zweier Größen X und Y gegeben durch

$$\text{Cov}(X, Y) = E(X - EX)(Y - EY). \quad (9.16)$$

Ist $\text{Cov}(X, Y) = 0$, so heißen X und Y unkorreliert. Sind X und Y unabhängig, so sind sie auch unkorreliert. Diese Aussage kann im allgemeinen nicht umgekehrt werden.

Alle Varianzen und Kovarianzen der Zufallsvariablen X_i können zu der Kovarianzmatrix $\Sigma = (\text{Cov}(X_i, X_k))$ zusammengefaßt werden, die symmetrisch und nichtnegativ definit ist (s. 9.3.1.5).

Der Korrelationskoeffizient zweier Größen X und Y ist definiert durch

$$\varrho(X, Y) = \text{Cov}(X, Y) / \sqrt{\text{Var}(X) \text{Var}(Y)}. \quad (9.17)$$

Es gelten $\varrho(X, X) = 1$ und $|\varrho(X, Y)| \leq 1$. Alle Korrelationskoeffizienten der Größen X_i bilden die ebenfalls symmetrische und nichtnegativ definite Korrelationsmatrix.

Der Name eines Parameters, z.B. die Bezeichnungen Varianz oder Standardabweichung wird in zwei Bedeutungen benutzt: für den meist unbekannten theoretischen Parameter der Verteilung und für seinen empirischen Schätzwert, der aus Meßwerten oder anderen Daten gewonnen wird. Wenn Verwechslungen ausgeschlossen sind, darf das kennzeichnende Adjektiv entfallen.

Ein empirisch nach vorgegebener Regel bestimmtes Intervall, das den Wert eines theoretischen Parameters der Verteilung einer Größe X mit einer zuvor festgelegten Wahrscheinlichkeit $1 - \alpha$, dem Vertrauensniveau (Konfidenzniveau), überdeckt, wird Vertrauensintervall (Vertrauensbereich) genannt. α ist die Irrtumswahrscheinlichkeit.

Literatur zu 9.3.1.3 u. 9.3.1.4 s. DIN 13 303 u. 55 350 und Grundwerke der Wahrscheinlichkeitsrechnung und Statistik, z.B. Fisz (1980).

9.3.1.4 Beispiele für Wahrscheinlichkeitsverteilungen

Gleichverteilung, Rechteckverteilung Besitzen alle möglichen Werte einer Zufallsvariablen die gleiche Wahrscheinlichkeit, wie z.B. die Anzahl der geworfenen Augen eines Würfels, so heißt die Zufallsvariable gleichverteilt und ihre Verteilung Gleichverteilung. Eine spezielle Gleichverteilung ist die Rechteckverteilung, die in einem Intervall konstante Wahrscheinlichkeitsdichte einer Zufallsvariablen X , die nur die reellen Werte x in diesem Intervall annehmen kann. Sie lautet

$$f_X(x) = \begin{cases} 1/(b-a); & (a < x < b; a < n); \\ 0; & (x \leq a; x \geq b). \end{cases} \quad (9.18)$$

Für den Erwartungswert gilt $\mu = (a+b)/2$ und für die Varianz $\sigma^2 = (b-a)^2/12$. Ist z.B. von einer physikalischen Größe, die eventuell als Einflußgröße eine systematische Abweichung verursacht, nichts bekannt, als daß ihre Werte sicher zwischen den Grenzen a und b liegen, so kann ihr a priori, d.h. solange keine weiteren Untersuchungen neue Informationen liefern, eine Rechteckverteilung zugeschrieben werden.

Normalverteilung Eine Normalverteilung liegt sehr häufig vor, wenn für eine physikalische Größe X jeder reelle Wert möglich ist. Ihre Wahrscheinlichkeitsdichte ist

$$f_X(x) = \varphi\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)/\sigma = (\sigma\sqrt{2\pi})^{-1} \exp(-(x-\mu)^2/2\sigma^2); \quad (9.19)$$

$$\varphi(z) = (1/\sqrt{2\pi}) \exp(-z^2/2). \quad (9.20)$$

$\varphi(z)$ ist die Wahrscheinlichkeitsdichte der standardisierten Normalverteilung, d.h. einer normalverteilten Zufallsvariablen Z mit $\mu = 0$ und $\sigma = 1$. Sie ist zusammen mit ihrer Verteilungsfunktion, der Fehlerfunktion

$$\Phi(z) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_{-\infty}^z \exp(-t^2/2) dt, \quad (9.21)$$

in Tab. T 9.09 des Anhangs tabelliert. Es gelten $\Phi(-z) = 1 - \Phi(z)$ und $\Phi(0) = 1/2$. In Tab. 9.11 sind die Vertrauensniveaus für einige häufig interessierende, um μ symmetrische Intervalle angegeben.

Tab. 9.11 Vertrauensniveaus $1 - \alpha$ für Vertrauensintervalle (x_1, x_2) bei normalverteilten Meßwerten.

$$x_1 = \mu - z\sigma, \quad x_2 = \mu + z\sigma$$

z	$1 - \alpha = 2\Phi(z) - 1$	
0,6745	50%	
1	68,27%	(1 σ -Regel)
1,960	95%	
2	95,45%	(2 σ -Regel)
2,576	99%	
3	99,73%	(3 σ -Regel)

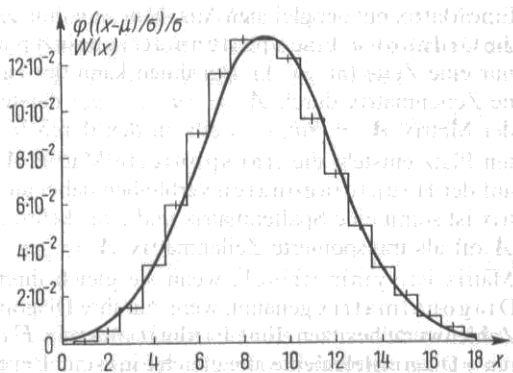


Fig. 9.1 Wahrscheinlichkeitsdichte $\phi((x - \mu)/\sigma)/\sigma$ der Normalverteilung nach Gl. (9.19) und der Poisson-Wahrscheinlichkeitsfunktion $W(x)$ nach Gl. (9.22) für $\mu = \sigma^2 = 9$, dargestellt als Treppenfunktion

Poisson-Verteilung Die Poisson-Verteilung beschreibt die Verteilung einer Zählgröße X (deren Werte x nur positiv ganzzahlig oder gleich Null sein können) und gilt für die Anzahl von Ereignissen, die mit geringer, konstanter Wahrscheinlichkeit an einer großen Anzahl von Objekten auftreten, wie z.B. beim Zerfall radioaktiver Atomkerne. Die Wahrscheinlichkeit $W(x)$, den Meßwert, d.h. das Zählergebnis x der Zählgröße X zu beobachten, beträgt

$$f_X(x) = W(x) = (\mu^x / x!) \exp(-\mu). \quad (9.22)$$

Im Gegensatz zu dem um μ symmetrischen Verlauf der Wahrscheinlichkeitsdichte der Normalverteilung, der durch die beiden Parameter μ und σ charakterisiert wird, ist der um den Erwartungswert μ unsymmetrische Verlauf der Wahrscheinlichkeitsfunktion $W(x)$ der Poisson-Verteilung durch Angabe des einen Parameters μ festgelegt. Für hinreichend große Werte von μ weicht die Poisson-Wahrscheinlichkeitsfunktion in der Umgebung von μ nur wenig vom Verlauf der Wahrscheinlichkeitsdichte der Normalverteilung mit gleichem μ und $\sigma^2 = \mu$ ab (Fig. 9.1).

9.3.1.5 Grundbegriffe der Matrizenrechnung

Mathematische Operationen bei der Auswertung von Messungen lassen sich mit Hilfe der Matrizenrechnung oft knapp und übersichtlich formulieren. Deshalb werden ihre Grundlagen kurz dargestellt.

Eine Matrix ist eine rechteckige Anordnung A von $m \times n$ Elementen a_{ik} ($i = 1, \dots, m$; $k = 1, \dots, n$) in der Form

$$A = (a_{ik}) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{m1} & a_{m2} & \dots & a_{mn} \end{pmatrix} \quad (9.23)$$

Es werden nur reelle Matrizen betrachtet. Bei diesen sind alle Elemente entweder physikalische Größen (Größenmatrix) oder Größenwerte (Wertematrix), also Produkte aus reellen Zahlenwerten und den Einheiten der Größen.

Eine Matrix mit der gleichen Anzahl $m = n$ ihrer Zeilen und Spalten ist quadratisch und hat die Ordnung n . Eine Spaltenmatrix besitzt nur eine Spalte ($n = 1$), eine Zeilenmatrix nur eine Zeile ($m = 1$). Bei ihnen kann der Index k bzw. i entfallen, z.B. läßt sich eine Zeilenmatrix durch $\mathbf{A} = (a_1 \dots a_n)$ darstellen. Durch Umsetzen aller Elemente a_{ik} der Matrix $\mathbf{A} = (a_{ik})$ jeweils an den durch Vertauschen der Indizes mit k, i bezeichneten Platz entsteht die transponierte Matrix $\mathbf{A}^T = (a_{ki})$. Die Diagonalelemente a_{ii} auf der Hauptdiagonalen verbleiben dabei an ihrem Platz. Eine transponierte Zeilenmatrix ist somit eine Spaltenmatrix und umgekehrt. Aus Platzgründen wird eine Spaltenmatrix \mathbf{A} oft als transponierte Zeilenmatrix $\mathbf{A} = (a_1 \dots a_m)^T$ geschrieben. Eine quadratische Matrix ist symmetrisch, wenn sie gleich ihrer transponierten Matrix \mathbf{A}^T ist. Sie wird Diagonalmatrix genannt, wenn nur ihre Diagonalelemente $a_{ii} = d_i$ von Null verschiedene Zahlenwerte besitzen. Eine Einheitsmatrix \mathbf{E} der Ordnung n ist eine Diagonalmatrix, deren n Diagonalelemente alle gleich Eins sind. Bei einer Nullmatrix \mathbf{O} sind die Zahlenwerte aller Elemente gleich Null.

Werden alle Elemente einer Matrix $\mathbf{A} = (a_{ik})$ mit einer Größe q multipliziert, so entsteht die Produktmatrix $q\mathbf{A} = (qa_{ik})$. Die Matrix-Summe und -Differenz $\mathbf{A} \pm \mathbf{B} = (a_{ik} \pm b_{ik})$ zweier Matrizen $\mathbf{A} = (a_{ik})$ und $\mathbf{B} = (b_{ik})$ ergeben sich durch Addieren bzw. Subtrahieren aller sich entsprechenden Elemente; sind alle $a_{ik} = b_{ik}$, so ist $\mathbf{A} = \mathbf{B}$. \mathbf{A} und \mathbf{B} müssen hier beide (m, n) -Matrizen sein, d.h. die gleiche Anzahl m Zeilen und n Spalten besitzen.

Das Produkt einer (m, n) -Matrix $\mathbf{A} = (a_{ik})$ mit einer (n, r) -Matrix $\mathbf{B} = (b_{jk})$ ist eine (m, r) -Matrix $\mathbf{C} = (c_{ik}) = \mathbf{AB}$, deren Elemente auf folgende Weise gebildet werden:

$$\mathbf{C} = (c_{ik}) = \mathbf{AB}; \quad c_{ik} = \sum_{j=1}^n a_{ij} b_{jk}; \quad (i = 1, \dots, m; k = 1, \dots, r). \quad (9.24)$$

Im allgemeinen ist $\mathbf{AB} \neq \mathbf{BA}$. Es gelten $(\mathbf{AB})^T = \mathbf{B}^T \mathbf{A}^T$ und $\mathbf{AE} = \mathbf{EA} = \mathbf{A}$.

Die Matrix \mathbf{A}^{-1} mit der Eigenschaft $\mathbf{A}^{-1} \mathbf{A} = \mathbf{AA}^{-1} = \mathbf{E}$ ist die inverse Matrix der quadratischen Matrix \mathbf{A} . Wenn sie existiert, heißt \mathbf{A} regulär, sonst singulär. Die inverse Matrix \mathbf{D}^{-1} einer Diagonalmatrix \mathbf{D} mit den Diagonalelementen $d_i \neq 0$ ist ebenfalls diagonal und besitzt die Diagonalelemente $1/d_i$.

Die inverse Matrix \mathbf{A}^{-1} einer regulären Matrix \mathbf{A} kommt fast nur in einem Produkt der Form $\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}$ vor. Es ist zweckmäßig, gleich dieses Produkt als Lösung \mathbf{Q} der Matrixgleichung $\mathbf{AQ} = \mathbf{B}$ zu berechnen. Sind \mathbf{Q}_k und \mathbf{B}_k ($k = 1, \dots, n$) die aus den Spalten der (m, n) -Matrizen \mathbf{Q} bzw. \mathbf{B} gebildeten Spaltenmatrizen, so kann das geschehen durch Lösen der n Matrixgleichungen $\mathbf{AQ}_k = \mathbf{B}_k$, die ausgeschrieben auch als lineare Gleichungssysteme aufgefaßt werden können, z.B. nach dem Eliminationsverfahren von Gauß. Für $\mathbf{B} = \mathbf{E}$ ergibt sich auch $\mathbf{Q} = \mathbf{A}^{-1}$.

Eine symmetrische (n, n) -Matrix $\mathbf{A} = (a_{ik})$ wie die Kovarianz- oder Korrelationsmatrix heißt nichtnegativ definit, wenn $\mathbf{X}^T \mathbf{A} \mathbf{X} \geq 0$ gilt für jede Spaltenmatrix \mathbf{X} . Um das festzustellen, bilde man die obere Dreiecksmatrix $\mathbf{T} = (t_{ik})$ rekursiv wie folgt:

$$\begin{aligned} t_{ii} &= +\sqrt{a_{ii} - \sum_{j=1}^{i-1} t_{ji}^2}; & t_{ik} &= 0 \quad (k < i \text{ oder } t_{ii} = 0); \\ t_{ik} &= (1/t_{ii}) \left(a_{ik} - \sum_{j=1}^{i-1} t_{ji} t_{jk} \right); & & (k > i \text{ und } t_{ii} \neq 0). \end{aligned} \quad (9.25)$$

Die Elemente sind zeilenweise von links nach rechts und von oben nach unten, also in Leserichtung zu berechnen. Für $i = 1$ sind die Summen gleich Null zu setzen. Ist keiner der Radikanden der Wurzeln negativ und ist $\mathbf{A} = \mathbf{T}^T \mathbf{T}$, so ist \mathbf{A} nichtnegativ definit.

\mathbf{A} ist genau dann auch regulär, wenn alle Diagonalelemente $t_{ii} > 0$ sind. Dann gilt $\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{T}^{-1} (\mathbf{T}^{-1})^T$, und $\mathbf{T}^{-1} = (t_{ik}^*)$ ergibt sich rekursiv aus

$$\begin{aligned} t_{kk}^* &= 1/t_{kk}; & t_{ik}^* &= 0 \quad (i > k); \\ t_{ik}^* &= -(1/t_{ii}) \sum_{j=i+1}^k t_{ij} t_{jk}^* \quad (k = 1, \dots; i = k-1, k-2, \dots, 1). \end{aligned} \quad (9.26)$$

Hier sind die Elemente spaltenweise von unten nach oben und von links nach rechts zu bilden. Eine Diagonalmatrix ist nichtnegativ definit, wenn keines ihrer Diagonalelemente negativ ist.

Hinweise für die numerische Durchführung von Matrixoperationen s. 9.3.6.2.

Literatur: DIN 1303, VDI 2739, Höpcke (1980), Engeln-Müllges u. Reutter (1988), Rao (1973), Stewart (1973), Dallmann u. Elster (1991).

9.3.2 Auswertung direkter Messungen einer Meßgröße

9.3.2.1 Mittelwert und Standardabweichung

Die Verteilungen in 9.3.1.3 gelten für Grundgesamtheiten, d.h. sie würden als Häufigkeitsverteilung der Meßwerte einer Meßgröße nur bei einer sehr großen Anzahl von unabhängig wiederholten Einzelmessungen beobachtet werden. Zwar werden auch die Meßwerte einer Stichprobe aus der Menge möglicher Meßwerte gemäß der zugrunde liegenden Verteilung streuen, doch ist es nicht möglich, aus der Häufigkeitsverteilung dieser Meßwerte die Parameter der Verteilung der Grundgesamtheit, z.B. den Erwartungswert μ oder die Varianz σ^2 genau zu ermitteln. Die beste Schätzung für den Erwartungswert μ bei Normal- und Poisson-Verteilung stellt das arithmetische Mittel, kurz Mittelwert genannt, aus den n Meßwerten x_i einer Meßreihe dar (n Umfang der Stichprobe):

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (9.27)$$

Die Streuung der Meßwerte um den Mittelwert wird durch die mittlere quadratische Abweichung der Einzelmessung charakterisiert, die (empirische) Varianz

$$s^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2. \quad (9.28)$$

s wird (empirische) Standardabweichung genannt. Sie stellt die aus einer Stichprobe (Meßreihe) mit n Messungen vorgenommene Schätzung für den Parameter dar, der die Breite der Wahrscheinlichkeitsverteilung der Grundgesamtheit charakterisiert, und zwar σ bei der Normalverteilung und $\sqrt{\mu}$ bei der Poisson-Verteilung. Der Mittelwert und die empirische Varianz sind anderen Streuungsmaßen überlegen, weil sie erwartungstreue oder unverzerrte Schätzungen für den entsprechenden Streuungsparameter in der Grundgesamtheit sind.

Die Streuung der Mittelwerte, die man sich aus mehreren Meßreihen gewonnen denken kann, ist geringer als die der einzelnen Meßwerte, weil deren Informationsgehalt im Mittelwert zusammengefaßt ist. Demzufolge ist die Standardabweichung des Mittelwertes

$$s_{\bar{x}} = \frac{s}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}. \quad (9.29)$$

Daß die Standardabweichung des Mittelwertes mit wachsender Anzahl n der Einzelmessungen immer kleiner wird, ist verständlich; denn im gleichen Maße, wie dadurch die Verteilung der Grundgesamtheit immer besser angenähert wird, läßt sich auch ihr Parameter μ sicherer lokalisieren, vorausgesetzt, daß keine systematischen Meßabweichungen beteiligt sind.

Mittelwert und Standardabweichung einer Zählgröße Häufig liegt ein einzelner Meßwert N einer Zählgröße vor. Kann angenommen werden daß die N gezählten Ereignisse voneinander unabhängig sind, wie z.B. die festgestellten Zerfälle radioaktiver Atomkerne, so stellen

$$\bar{x} = N; \quad s_{\bar{x}} = s = \sqrt{N} \quad (9.30)$$

Schätzwerte des Erwartungswertes μ der Poisson-Verteilung bzw. ihrer Standardabweichung dar. Sie sind statt der Werte nach den Gln. (9.27) bis (9.29) zu nehmen.

Näherungen Die nicht von der Art der Grundgesamtheit abhängigen Näherungen $\bar{x} \approx x_m$; $s \approx (\hat{x} - \check{x})/\sqrt{n}$ erleichtern Überschlagsrechnungen. Dabei sind \hat{x} und \check{x} der maximale bzw. minimale Meßwert und x_m der Median. Dieser ist derjenige Meßwert x_i , für den bei ungeradem n je $(n-1)/2$ Werte $x_i < x_m$ und $x_i > x_m$ sind. Bei geradem n ist $x_m = (x_k + x_l)/2$ mit so gewählten Meßwerten x_k und x_l , daß je $n/2 - 1$ Werte $x_i < x_k$ und $x_i > x_l$ sind. Eine statistisch weniger wirksame Schätzung ist $\bar{x} \approx (\hat{x} + \check{x})/2$.

9.3.2.2 Vollständiges Meßergebnis und Meßunsicherheit

Nach der Berechnung der Werte nach den Beziehungen (9.27) bis (9.30) wird nun das vollständige Meßergebnis aus dem Meßergebnis $x_E = \bar{x} + K$, das aus dem Schätzwert \bar{x} des Erwartungswertes und der Korrektur K einer bekannten systematischen Meßabweichung gebildet wird, und der Meßunsicherheit u zusammengesetzt. Für die Meßunsicherheit wird die Standardabweichung des Mittelwertes $s_{\bar{x}}$ herangezogen. Die Meßunsicherheit stellt eine Aussage zur Zuverlässigkeit des Meßergebnisses dar. Der Stichprobenumfang n sollte beim vollständigen Meßergebnis mitangegeben werden.

Oft ist die durch K zu korrigierende systematische Meßabweichung selbst nur unsicher bekannt, kann z.B. nur zwischen Grenzen a und b abgeschätzt werden. Dann sind $K = (a+b)/2$ und als Meßunsicherheit $u = \sqrt{s_{\bar{x}}^2 + (a-b)^2/12}$ anzusetzen (s.a. 9.3.3.3, Pkt. 3). Wenn eine Unsicherheit der Korrektur nicht berücksichtigt zu werden braucht, kann mittels des Vertrauensbereichs (s. 9.3.2.3) zusätzlich etwas zur Zuverlässigkeit des Meßergebnisses ausgesagt werden.

9.3.2.3 Vertrauensgrenzen und Vertrauensbereich

Das zu wählende Vertrauensniveau $1-\alpha$ (s. 9.3.1.3) gibt die Wahrscheinlichkeit dafür an, daß der wahre Wert der Meßgröße (Erwartungswert) und die Standardabweichung der Verteilung der Grundgesamtheit von dem Vertrauensbereich, ein Intervall um den Schätzwert zwischen den Vertrauensgrenzen, überdeckt wird.

Es muß betont werden, daß die Angabe eines Vertrauensbereichs zu einem Vertrauensniveau nur möglich ist, wenn die bestimmte Art der Verteilung der Grundgesamtheit bekannt ist, was selten der Fall ist, oder eine solche angenommen werden kann, z.B. eine Normalverteilung. Wegen dieser zusätzlich erforderlichen Annahme einer Verteilung, die in der Praxis allerdings durchaus realistisch sein mag, empfiehlt sich die Angabe eines Vertrauensbereichs nur bei Bedarf als Ergänzung zur Angabe des Meßergebnisses x_E , der Standardabweichung $s_{\bar{x}}$ und des Stichprobenumfangs n , da mit diesen bei der späteren Verwertung des Meßergebnisses weitergerechnet werden muß.

Es wird empfohlen, ein Vertrauensniveau von 68,27% zu wählen (1 σ -Regel bei normalverteilter Grundgesamtheit), mit dem in Physik und Vermessungstechnik häufig gerechnet wird. Die Vertrauensgrenzen können dann nach Gl. (9.32) gerade durch $\bar{x} \pm s_{\bar{x}}$ ausgedrückt werden, wenn $n \gg 1$ ist (s. Tab. 9.12), was für die Weiterverarbeitung vorteilhaft ist (s. 9.3.3). In der Biologie wird ein hohes Vertrauensniveau von 99% oder 99,73% (3 σ -Regel) für zweckmäßig gehalten, während die Industrie und auch viele wissenschaftliche Institutionen ein Vertrauensniveau von 95% (2 σ -Regel) bevorzugen.

Tab. 9.12 Werte für τ und τ/\sqrt{n} für verschiedene Vertrauensniveaus $1 - \alpha$ in Abhängigkeit von der Anzahl n der Meßwerte ($\nu = n - 1$ Anzahl der Freiheitsgrade)

$1 - \alpha$ $n = \nu + 1$	1 σ -Regel = 68,27%		2 σ -Regel $\approx 95\%$		3 σ -Regel = 99,73%		= 99%	
	τ	τ/\sqrt{n}	τ	τ/\sqrt{n}	τ	τ/\sqrt{n}	τ	τ/\sqrt{n}
2	1,84	1,30	12,71	8,98	235,8	166,7	63,66	45,01
3	1,32	0,76	4,30	2,48	19,21	11,09	9,92	5,73
4	1,20	0,60	3,18	1,59	9,22	4,61	5,84	2,92
5	1,14	0,51	2,78	1,24	6,62	2,96	4,60	2,06
6	1,11	0,45	2,57	1,05	5,51	2,25	4,03	1,65
8	1,08	0,38	2,36	0,84	4,53	1,60	3,50	1,24
10	1,06	0,34	2,26	0,72	4,09	1,29	3,25	1,03
20	1,03	0,23	2,09	0,47	3,45	0,77	2,86	0,64
30	1,02	0,19	2,05	0,37	3,28	0,60	2,76	0,50
50	1,01	0,14	2,01	0,28	3,16	0,45	2,68	0,38
100	1,005	0,10	1,98	0,20	3,08	0,31	2,63	0,26
200	1,003	0,07	1,97	0,14	3,04	0,21	2,60	0,18
>200	1,00	τ/\sqrt{n}	1,96	τ/\sqrt{n}	3,00	τ/\sqrt{n}	2,58	τ/\sqrt{n}

Vertrauensbereich für den Erwartungswert bei normalverteilten Meßwerten Wird vorausgesetzt, daß die Mittelwerte \bar{x} mit der Standardabweichung $s_{\bar{x}}$ um den Erwartungswert μ normalverteilt sind, so läßt sich die Verteilung der Zufallsgröße (s empirische Standardabweichung)

$$t = \frac{\bar{x} - \mu}{s/\sqrt{n}} \quad (9.31)$$

berechnen. Sie heißt Student-Verteilung (s. z.B. van der Waerden (1971)). Ihre Wahrscheinlichkeitsdichte verläuft symmetrisch um μ und hat die Form einer Glockenkurve wie

die Normalverteilung, ihr Maximum ist jedoch niedriger, und in größerem Abstand von μ liegt sie über der Dichte der Normalverteilung, in die sie für große n übergeht.

Mit Hilfe der Student-Verteilung läßt sich ein Intervall $-\tau \leq t \leq +\tau$ angeben, in dem ein t -Wert bei einem vorgegebenen Vertrauensniveau $1 - \alpha$ liegt. Nach Gl. (9.31) liegt der Erwartungswert μ dann im Vertrauensbereich des Erwartungswertes

$$\bar{x} - \tau s / \sqrt{n} \leq \mu \leq \bar{x} + \tau s / \sqrt{n}, \quad (9.32)$$

der von den Vertrauensgrenzen des Erwartungswertes eingeschlossen wird. Werte für τ und τ/\sqrt{n} für häufig benutzte Vertrauensniveaus (Tab. 9.11) sind in Tab. 9.12 angegeben (s.a. Tab. T 9.11 im Anhang). Da der Vertrauensbereich empirisch aus den Meßdaten berechnet wird, kann er auch bei gleichartigen Meßreihen unterschiedlich sein.

Ist die Standardabweichung σ der Grundgesamtheit aufgrund genügend vieler früherer Messungen bekannt, so sind die Vertrauensgrenzen durch $\bar{x} \pm \sigma/\sqrt{n}$ gegeben (z aus Tab. 9.11). Auch wenn σ nicht sicher bekannt ist, läßt sich doch manchmal eine obere Grenze $\hat{\sigma}$ für σ angeben, die mit Sicherheit nicht überschritten wird. Im besonderen für kleine n können dann die Vertrauensgrenzen $\bar{x} \pm z\hat{\sigma}/\sqrt{n}$ einen engeren Vertrauensbereich einschließen als den nach Gl. (9.32) ermittelten.

Selbst wenn die Verteilung der Meßwerte nicht durch eine Normalverteilung beschrieben werden kann, so folgt ihr doch die Verteilung der Mittelwerte schon in besserer Näherung, wie sich aus dem Zentralen Grenzwertsatz der Wahrscheinlichkeitstheorie ergibt. Dieser Zentrale Grenzwertsatz besagt, daß für Folgen unabhängiger Zufallsvariablen die Summen in vielen Fällen, aber keineswegs immer asymptotisch normalverteilt sind. Mit diesem Verhalten wird begründet, daß Mittelwerte, die aus anderen Ausgangsverteilungen gewonnen worden sind, im allgemeinen als normalverteilt weiterbehandelt werden. Merkliche Fehler können bei der Auswertung sehr kleiner Stichproben unsymmetrischer Verteilungen entstehen (z.B. Poisson-Verteilung, s. Fig. 9.1).

Vertrauensgrenzen für die Standardabweichung Unter der Voraussetzung, daß die Meßwerte x_i normalverteilt sind, läßt sich die Verteilung der Größe

$$\chi^2 = (n-1)s^2/\sigma^2 = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2$$

berechnen (s. 9.3.3.5). Daraus erhält man eine untere Grenze $\chi^2(n-1, \check{\alpha})$ und eine obere Grenze $\chi^2(n-1, \hat{\alpha})$, die von χ^2 mit den vorgegebenen Wahrscheinlichkeiten $\check{\alpha}$ bzw. $\hat{\alpha}$ überschritten werden, so daß χ^2 mit der Wahrscheinlichkeit (Vertrauensniveau) $1 - \alpha = \check{\alpha} - \hat{\alpha}$ innerhalb dieser Grenzen liegt. Für die Standardabweichung σ der Verteilung der Grundgesamtheit ergeben sich damit die Vertrauensgrenzen

$$\sqrt{\frac{(n-1)s^2}{\chi^2(n-1, \hat{\alpha})}} \leq \sigma \leq \sqrt{\frac{(n-1)s^2}{\chi^2(n-1, \check{\alpha})}}.$$

Tab. T 9.10 im Anhang enthält Zahlenwerte für $\chi^2(v, \alpha)$. Die Anzahl der Freiheitsgrade beträgt hier $v = n - 1$. Bei einem Vertrauensniveau $1 - \alpha = 95\%$ empfiehlt es sich, $\check{\alpha} = 97,5\%$, $\hat{\alpha} = 2,5\%$ zu wählen.

9.3.3 Auswertung bei indirekten Messungen

9.3.3.1 Definitionen und Vorbemerkungen

In der Regel können eine oder mehrere interessierende physikalische Größen einer Meßaufgabe im Experiment nicht direkt gemessen werden, sondern müssen aus anderen Größen, die der Messung besser zugänglich sind oder über die Informationen z.B. aus der Literatur herangezogen werden können, nach mathematischen Beziehungen, die das Modell der Auswertung darstellen, errechnet werden. Auch bei einer direkt gemessenen Größe sind die ausgegebenen Werte eines Meßgerätes oft noch zu korrigieren. Die Frage, wie sich die Unsicherheiten der Meßwerte und die Unsicherheiten der anderen Informationen zu den Unsicherheiten der Meßergebnisse, d.h. der Schätzwerte der letztlich interessierenden Größen kombinieren, ist dabei von besonderer Bedeutung. Um sie zu beantworten, bedarf es noch der Definition einiger Begriffe, die hier vorab schon in einem Beispiel erläutert werden:

Soll die Dichte ϱ eines Körpers aus seiner Masse m und seinem Volumen V bestimmt werden, so werden die gemessenen Größen m und V als Eingangsgrößen, die interessierende Meßgröße ϱ als Ausgangs- oder Ergebnisgröße und die Beziehung $\varrho = m/V$ als Modell der Auswertung bezeichnet. Ziel ist es, die Unsicherheit der Berechnung von ϱ aus den Unsicherheiten der Messung von m und V herzuleiten. Als Maß für die Unsicherheit der Größen dient dabei in erster Linie die empirische Varianz der Schätzung ihrer Erwartungswerte, z.B. die Varianz des Mittelwertes aus gemessenen Werten von m und V .

Im folgenden werden die hier genannten Begriffe allgemein definiert.

Eingangsgrößen Mit allen v_X physikalischen Größen X_i , von denen Daten und Informationen bei einer Auswertung herangezogen werden, wird eine Spaltenmatrix \mathbf{X} gebildet. Die X_i sind die Eingangsgrößen der Auswertung und werden als Zufallsvariablen aufgefaßt; es gebe also eine Wahrscheinlichkeitsverteilung der möglichen Werte der Spaltenmatrix \mathbf{X} . Die zuvor ermittelten oder gegebenen (Schätz-)Werte x_i der Größen X_i sind die Eingangsdaten, d.h. die auszuwertenden Informationen; sie werden ebenfalls zu einer Spaltenmatrix \mathbf{x} (Wertetabelle) zusammengefaßt (Ansätze für \mathbf{x} s. 9.3.3.3).

Zu den X_i gehören:

1. direkt gemessene Meßgrößen, die den Ausgaben der Meßgeräte zuzuordnen sind. Sie seien unkorrigiert und von systematischen Einflüssen frei gedacht (s. Pkt. 2 und unten Beispiel 2).
2. erfassbare Einflußgrößen, die systematische Abweichungen bewirken, auch Korrektionsgrößen. Die gedankliche Abtrennung der systematischen Einflüsse von den Meßgrößen und ihre Betrachtung als eigene, zusätzliche Zufallsvariablen wird besonders hervorgehoben.
3. Ergebnisgrößen vorangegangener Auswertungen.
4. alle sonstigen Größen, über die Informationen bei der Auswertung z.B. aus der Literatur oder aus Tabellen herangezogen werden.

Ausgangs- oder Ergebnisgrößen Weiterhin werden entsprechend \mathbf{X} die Spaltenmatrix \mathbf{Y} der v_Y interessierenden Meßgrößen Y_i , der Ausgangs- oder Ergebnisgrößen der Auswertung, ebenfalls Zufallsvariablen, und die Spaltenmatrix \mathbf{y} der (Schätz-)Werte y_i von Y_i , der Meßergebnisse, der Ausgangsdaten eingeführt. Ein Ziel der Auswertung ist es, \mathbf{y} aus \mathbf{x} mit Hilfe des Modells zu berechnen.

Modell Zu einem zu bearbeitenden Auswertungsproblem gehören ν_F Funktionen $F_i(X, Y) = 0$, die den Zusammenhang der Eingangs- und Ausgangsgrößen beschreiben. Sie werden ebenfalls durch eine Spaltenmatrix F dargestellt. Die Gleichung $F = O$ ist dann das Modell für die Auswertung, und y errechnet sich mit eingesetzten Werten x, y aus dem Gleichungssystem $F(x, y) = O$. Die Matrizen der partiellen Ableitungen von F nach X oder Y bei eingesetzten Werten x, y werden mit F_x bzw. F_y bezeichnet ((ν_F, ν_X) - bzw. (ν_F, ν_Y) -Matrix):

$$F_x = (\partial F_i / \partial X_k |_{x, y}); \quad F_y = (\partial F_i / \partial Y_k |_{x, y}). \quad (9.33)$$

Sehr oft ist es möglich, das Modell in einer nach Y aufgelösten Form $F(X, Y) = Y - G(X) = O$ oder $Y = G(X)$ anzugeben, wobei G ebenfalls eine Spaltenmatrix ist mit $\nu_F = \nu_Y$ Elementen. Dann sind $F_x = -G_x = (-\partial G_i / \partial X_k |_x)$ und $F_y = E$. Mitunter lassen sich die Ableitungen in Gl. (9.33) nicht explizit bilden. Sie können dann durch numerisch berechnete Differenzenquotienten ersetzt werden (s. 9.3.6.2).

Beispiel 1: Bei dem Beispiel $q = m/V$ in der Einleitung zu diesem Abschnitt sind $X_1 = m$, $X_2 = V$ und $Y = q$ sowie $\nu_X = 2$, $\nu_Y = 1$ und $\nu_F = 1$. Das Modell lautet $F(m, V, q) = q - m/V = 0$, und es sind $\partial F / \partial m = -1/V$, $\partial F / \partial V = m/V^2$, $\partial F / \partial q = 1$, also $F_x = (-1/V \ m/V^2)$ und $F_y = (1)$. Hier sind dann noch die Werte der Größen einzusetzen.

Beispiel 2: Wird eine Größe X_1 direkt gemessen, und muß aber noch eine systematische Abweichung mittels einer Korrektionsgröße X_2 abgezogen werden, so ist $Y = X_1 - X_2$ als Modell anzusetzen, um die Ergebnisgröße Y zu erhalten. In dieser Sicht ist die Meßgröße X_1 selbst frei von der systematischen Abweichung. Deren Einfluß im Hinblick auf die interessierende Größe Y wird im Modell durch die Korrektionsgröße X_2 berücksichtigt.

Beispiel 3: Sind die Ergebnisgrößen linear von den Eingangsgrößen abhängig, d.h. gilt mit der konstanten Matrix A und Spaltenmatrix B das Modell $Y = G(X) = AX + B$, so sind $G_x = A$, $F_x = -A$ und $F_y = E$.

Erwartungswerte, Varianzen, Kovarianz- und Korrelationsmatrizen und ihre Schätzwerte Die Spaltenmatrizen x und y werden als Schätzwerte der Erwartungswerte EX und EY von X bzw. Y bezüglich ihrer Wahrscheinlichkeitsverteilungen aufgefaßt sowie die (empirischen) Kovarianzmatrizen $S_x = (s_{x,ik})$ und $S_y = (s_{y,ik})$ als Schätzmatrizen der theoretischen Kovarianzmatrizen Σ_x bzw. Σ_y der Schätzungen von EX bzw. EY eingeführt (Man beachte: dies sind nicht die Kovarianzmatrizen von X bzw. Y). Ansätze für die Schätzungen werden in 9.3.3.3 behandelt. Die Diagonalelemente von S_x und S_y sind die (empirischen) Varianzen $s_{x_i}^2$ bzw. $s_{y_i}^2$ von x_i bzw. y_i , ihre positiven Wurzeln die Standardabweichungen.

Die (empirische) Korrelationsmatrix $R_x = (r_{x,ik})$ der (empirischen) Korrelationskoeffizienten $r_{x,ik}$ und ganz entsprechend auch die Matrix $R_y = (r_{y,ik})$ sind definiert durch

$$R_x = (r_{x,ik}) = (s_{x,ik} / \sqrt{s_{x,ii} s_{x,kk}}). \quad (9.34)$$

Alle Kovarianz- und Korrelationsmatrizen sind symmetrisch und nichtnegativ definit, und es muß sein (für S_y und R_y entsprechend)

$$s_{x,ik}^2 \leq s_{x,ii} s_{x,kk}; \quad |r_{x,ik}| \leq 1. \quad (9.35)$$

Während die Varianzen oder alternativ die Standardabweichungen als die individuellen Unsicherheiten der Größen genommen werden, stellen die Kovarianzen bzw. Korrelationskoeffizienten, die Nichtdiagonalelemente der Matrizen, die gegenseitigen Unsicherheiten der Größen dar.

9.3.3.2 Fortpflanzung von Unsicherheiten

Allgemein läßt sich das Auswertungsverfahren mit den in 9.3.3.1 definierten Größen so formulieren:

1. y errechnet sich aus x durch $F(x, y) = 0$.
2. S_y ergibt sich aus S_x mit Hilfe von F_x und F_y durch

$$S_y = Q S_x Q^T; \quad Q = F_y^{-1} F_x. \quad (9.36)$$

Sind also die Eingangsdaten als Schätzwerte x und S_x des Erwartungswertes EX bzw. der Kovarianzmatrix Σ_x der Schätzung von EX gegeben, so lassen sich hiernach Ergebnisse in Form von Schätzwerten y und S_y des Erwartungswertes EY bzw. der Kovarianzmatrix Σ_y der Schätzung von EY gewinnen. Das Verfahren ist konsistent in dem Sinne, daß sich y und S_y später als x und S_x weiterverwenden lassen; auch ist es problemunabhängig, da F weitgehend beliebig ist. Die untenstehenden Voraussetzungen sind zu beachten.

Bei diesem Verfahren dient die Kovarianzmatrix in natürlicher Weise als unmittelbares Maß für die Unsicherheit. Für seine Anwendung sind daher alle Daten, Eingangsinformationen wie Ergebnisse, als Schätzwerte für Erwartungswerte und ihre Unsicherheiten in Form geschätzter Kovarianzmatrizen bereitzustellen bzw. anzugeben.

Die Gl. (9.36) beschreibt die Fortpflanzung der Unsicherheiten in Form von Kovarianzmatrizen. Es ist das verallgemeinerte „Fehlerfortpflanzungsgesetz“ in einer kompakten Matrixdarstellung, das kurz als Gauß-Verfahren bezeichnet wird. Für seine Anwendung in der bekannten vereinfachten klassischen Form s. 9.3.3.4, Pkt. 1.

Für die Berechnung des Matrixproduktes $Q = F_y^{-1} F_x$ in Gl. (9.36) s. 9.3.1.5 u. 9.3.6.2. Ist S_x nichtnegativ definit, so besitzt auch S_y diese Eigenschaft. Wenn $F(x, y) = 0$ nicht nach y auflösbar ist, so können zur Bestimmung von y u.a. das Newton- oder das Gradienten-Verfahren oder die Regula falsi herangezogen werden (Engeln-Müllges u. Reutter (1988), Press u.a. (1988)).

Für Gl. (9.36) muß vorausgesetzt werden, daß alle beteiligten Matrizen existieren, insbesondere F_y^{-1} , d.h. es muß $\nu_Y = \nu_F$ sein. Ist $\nu_Y > \nu_F$ oder F_Y singulär, so reicht das Modell nicht aus, um die Y_i zu bestimmen. Der Fall $\nu_Y < \nu_F$ dagegen läßt sich auf den mit $\nu_Y = \nu_F$ zurückführen (s. 9.3.4.1). Weiterhin muß die Abweichung von $F(X, Y)$ von der linearen Näherung $F(x, y) + F_x \delta X + F_y \delta Y$ der Taylor-Entwicklung für X und Y in den Umgebungen von x und y , gegeben durch $\delta X^T S_x^{-1} \delta X \lesssim \nu_X$ bzw. $\delta Y^T S_y^{-1} \delta Y \lesssim \nu_Y$ mit $\delta X = X - x$ und $\delta Y = Y - y$, vernachlässigbar sein gegen die Terme $F_x \delta X$ und $F_y \delta Y$. Diese Bedingung ist meist unkritisch, ihre Prüfung jedoch sehr rechenaufwendig. Sie sollte wenigstens gedanklich erfolgen.

Weitere Voraussetzungen brauchen nicht erfüllt zu werden, insbesondere können die zugrunde liegenden Verteilungen von X und Y beliebig sein, solange nur ihre Erwartungswerte und Kovarianzmatrizen existieren. Die Meß- und Einflußgrößen X_i brauchen z.B. nicht unabhängig voneinander oder normalverteilt zu sein.

9.3.3 Ansätze für die Eingangsdaten

Für die Berechnung der Fortpflanzung von Unsicherheiten bei der Auswertung werden Schätzwerte $\mathbf{x} = (x_i)$ und $\mathbf{S}_{\mathbf{x}} = (s_{\mathbf{x},ik})$ ($i, k = 1, \dots, \nu_X$) für den Erwartungswert $\mathbf{E}\mathbf{X}$ bzw. die Kovarianzmatrix $\Sigma_{\mathbf{x}}$ der Schätzung von $\mathbf{E}\mathbf{X}$ benötigt. Sie sind wie folgt empirisch anzusetzen. Die Ansätze sind Beispiele, decken jedoch die meisten vorkommenden Fälle ab. Gegebenenfalls kann das Rezept entsprechend den jeweils gerade verfügbaren Informationen etwas modifiziert werden. Bei allem Bemühen um sinnvolle Ansätze für die Schätzwerte werden sie mitunter nicht frei sein von einer gewissen Subjektivität. Das läßt sich nicht vermeiden und ist vernünftig und tragbar, solange keine zusätzlichen Informationen vorliegen, die z.B. mit einem unverhältnismäßig großen Aufwand gewonnen werden müßten.

1. Wiederholt gemessene Größen Wurden Meßgrößen X_i wiederholt gemeinsam in n unabhängigen Versuchen gemessen und haben sich dabei die Einzelmeßwerte $v_i^{(j)}$ ($j = 1, \dots, n$) ergeben, so werde entsprechend den Gln. (9.27) und (9.29) angesetzt:

$$x_i = \bar{v}_i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n v_i^{(j)}; \quad (9.37)$$

$$s_{\mathbf{x},ik} = \frac{1}{n(n-1)} \sum_{j=1}^n (v_i^{(j)} - \bar{v}_i)(v_k^{(j)} - \bar{v}_k). \quad (9.38)$$

Es muß $n > 1$, jedoch nicht $n \gg 1$ sein ($n = 1$ s. Pkt. 4 u. 5).

2. Zählgrößen Wurden in einem Versuch N_i Ereignisse von Zählgrößen X_i registriert, so ist entsprechend Gl. (9.30)

$$x_i = N_i; \quad (9.39)$$

$$s_{\mathbf{x},ik} = \sqrt{N_i N_k} r_{\mathbf{x},ik}. \quad (9.40)$$

Im allgemeinen ist $r_{\mathbf{x},ik} = 0$ für $i \neq k$ zu setzen (s. Pkt. 5), sonst muß ein Wert abgeschätzt werden (s. Pkt. 4). Der Ansatz entspricht einer Poisson-Verteilung der Zählgrößen und gilt, solange keine weiteren Informationen vorliegen.

3. Einflußgrößen Mitunter sind von Größen X_i , insbesondere von Einflußgrößen, lediglich die unteren und oberen Grenzen $x_{i,l}$ bzw. $x_{i,u}$ ihrer Werte bekannt, die sich z.B. aus den Fehlergrenzen eines Meßgerätes als die Grenzen seiner Abweichungsgröße ergeben. Dann werde angesetzt:

$$x_i = \frac{1}{2}(x_{i,u} + x_{i,l}); \quad (9.41)$$

$$s_{\mathbf{x},ik} = \frac{1}{12}(x_{i,u} - x_{i,l})(x_{k,u} - x_{k,l}) \cdot r_{\mathbf{x},ik} \quad (9.42)$$

($r_{\mathbf{x},ik}$ s. Pkt. 5). Diese Ausdrücke sind ebenso zu verwenden für Einflußgrößen, die während der Messung in ihren Grenzen variieren, solange nichts weiteres über die Art dieser Schwankung bekannt ist. Es können auch

$$x_i = \frac{1}{T} \int_0^T X_i(t) dt; \quad (9.43)$$

$$s_{x,ik} = \frac{1}{T} \int_0^T (X_i(t) - x_i)(X_k(t) - x_k) dt \quad (9.44)$$

eingesetzt werden, wenn lediglich diese zeitlichen Mittelwerte über die Meßzeit t verfügbar sind (T Meßdauer).

Die Ansätze (9.41) und (9.42) entsprechen einer Rechteckverteilung der vermuteten Werte der Größen zwischen ihren Grenzen. Liegen weitere Informationen vor, so können die Ansätze modifiziert werden. Ist z.B. sicher, daß der Wert einer Einflußgröße mit größerer Wahrscheinlichkeit mehr in der Mitte des Intervalls zwischen den Grenzen liegt, und soll dies näherungsweise durch eine Wahrscheinlichkeitsdichte in Form eines gleichschenkligen Dreiecks zwischen den Grenzen ausgedrückt werden, so ist der Nenner 12 durch 24 zu ersetzen. Schwankt die Einflußgröße sinusförmig mit der Zeit, so ist, wenn ihre Schwingungsdauer klein ist gegen die Meßdauer T , 8 statt 12 zu schreiben.

4. Einzelwerte Liegt für manche Größen X_i nur jeweils ein einzelner Wert vor, z.B. ein Meßwert, ein Ergebniswert einer vorangegangenen Auswertung, ein Literaturwert oder ein Korrektionswert, so ist dieser als x_i zu verwenden. $s_{x,ik}$ ist dann ebenfalls den Literaturangaben oder anderen Quellen zu entnehmen oder z.B. aus der Erfahrung abzuschätzen (Korrekturen s.a. Pkt. 6). Ist z.B. aus früheren Messungen unter ähnlichen Bedingungen eine Standardabweichung s_{0i} oder eine relative Standardabweichung $s_{r,0i}$ bekannt, so kann $s_{x,ik} = s_{0i}^2$ bzw. $s_{x,ik} = s_{r,0i}^2 x_i^2 r_{x,ik}$ angesetzt werden ($r_{x,ik}$ s. Pkt. 5).

5. Kovarianzen Es sind $s_{x,ik} = 0$ und $r_{x,ik} = 0$ zu setzen für $i \neq k$, wenn die Größen X_i und X_k – unkorreliert sind, z.B. wiederholt, aber nicht gemeinsam in verschiedenen unabhängigen Versuchen gemessen wurden, oder – näherungsweise als unkorreliert angesehen werden können oder sollen – z.B. zur Verminderung des Rechenaufwandes (s. 9.3.3.5, Pkt. 2) – oder – wenn nichts über ihre Korrelation bekannt ist.

Werden nicht alle Nichtdiagonalelemente von S_x gleich Null gesetzt, so muß die Nebenbedingung (9.35) beachtet werden, und es muß geprüft werden, ob S_x nichtnegativ definit ist (s. 9.3.1.5). Eine diagonale Kovarianzmatrix oder eine solche nach Gl. (9.38) hat bereits diese Eigenschaft.

6. Größen mit geringem Einfluß Wirken sich die Varianzen und Kovarianzen einiger Größen X_i im Vergleich zu denen anderer nur sehr geringfügig auf S_y aus, z.B. weil diese Größen wesentlich präziser gemessen werden konnten oder weil die Ergebnisgrößen von Y nicht empfindlich von ihnen abhängen – das gilt besonders für Korrektionsgrößen X_i –, so können diese Größen X_i als Konstanten behandelt werden und in S_x unberücksichtigt bleiben.

9.3.3.4 Anwendungsbeispiele

Abschätzung der Unsicherheit von Meßergebnissen in einfachen Fällen und bei der Planung eines Experiments

1. Sehr häufig ist nur eine Ergebnisgröße Y zu ermitteln, die von v_X unkorrelierten Eingangsgrößen X_i in der Form $Y = G(X)$ abhängt. Das Modell hat dann auch nur ein Element und lautet $F(X, Y) = Y - G(X) = 0$ mit $v_F = v_Y = 1$. Weiterhin ist S_x

diagonal mit den geschätzten Varianzen $s_{x_i}^2$ als Diagonalelemente. Die Varianz s_y^2 ergibt sich aus Gl. (9.36) in diesem einfachen Fall zu

$$s_y^2 = \sum_{i=1}^{\nu_X} \left(\frac{\partial G(\mathbf{X})}{\partial X_i} \Big|_{\mathbf{x}} \right)^2 s_{x_i}^2. \quad (9.45)$$

Das ist das „Fehlerfortpflanzungsgesetz“ von Gauß in der bekannten vereinfachten klassischen Form. Vorausgesetzt werden muß, daß $G(\mathbf{X}) - G(\mathbf{x}) - \Delta G$ gegen

$$\Delta G = \sum_{i=1}^{\nu_X} \frac{\partial G(\mathbf{X})}{\partial X_i} \Big|_{\mathbf{x}} (X_i - x_i) \quad (9.46)$$

vernachlässigbar ist für alle \mathbf{X} in der Umgebung von \mathbf{x} , gegeben durch

$$\sum_{i=1}^{\nu_X} (X_i - x_i)^2 / s_{x_i}^2 \lesssim \nu_X. \quad (9.47)$$

2. Ist allgemeiner $F(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \mathbf{Y} - G(\mathbf{X}) = \mathbf{O}$ mit $\nu_F = \nu_Y$, so wird mit der Matrix $G_{\mathbf{x}} = (G_{\mathbf{x},ik})$ der partiellen Ableitungen von G (s. unter Gl. (9.33)) und Gl. (9.36)

$$\mathbf{S}_y = G_{\mathbf{x}} \mathbf{S}_x G_{\mathbf{x}}^T. \quad (9.48)$$

Sind die Eingangsgrößen X_i unkorreliert, ist also \mathbf{S}_x diagonal, so gilt für die Diagonalelemente von \mathbf{S}_y

$$s_{y_i}^2 = \sum_{k=1}^{\nu_X} G_{\mathbf{x},ik}^2 s_{x_k}^2. \quad (9.49)$$

Es wird besonders darauf hingewiesen, daß auch bei unkorrelierten X_i die Nichtdiagonalelemente von \mathbf{S}_y im allgemeinen nicht verschwinden, d.h. die Ergebnisgrößen sind korreliert. Ist speziell $G(\mathbf{X}) = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}$ mit konstanter Matrix \mathbf{A} und Spaltenmatrix \mathbf{B} , so ergeben sich $G_{\mathbf{x}} = \mathbf{A}$ und $\mathbf{S}_y = \mathbf{A} \mathbf{S}_x \mathbf{A}^T$ (s.a. 9.3.3.1, Beispiel 3). Oft nützlich sind die Abschätzungen

$$q_i / \sqrt{\nu_X} \leq s_{y_i} \leq q_i = \sum_{k=1}^{\nu_X} |G_{\mathbf{x},ik}| s_{x_k} \quad (9.50)$$

$$\sqrt{\nu_X} \min_k (|G_{\mathbf{x},ik}| s_{x_k}) \leq s_{y_i} \leq \sqrt{\nu_X} \max_k (|G_{\mathbf{x},ik}| s_{x_k})$$

Wird \mathbf{X} um $\Delta \mathbf{x}$ korrigiert, so ändert sich \mathbf{Y} in linearer Näherung um $\Delta \mathbf{y} = G_{\mathbf{x}} \Delta \mathbf{x}$.

3. Grundsätzlich sollte schon bei der Planung eines Experiments der Einfluß aller zu erwartenden zufälligen und erfassbaren systematischen Abweichungen sowie der Korrekturen auf die Meßergebnisse abgeschätzt werden, damit man vor ungerechtfertigten Anforderungen an die Präzision der Meßanordnung bewahrt bleibt. Dazu bilde man \mathbf{S}_x als Diagonalmatrix mit den geschätzten Varianzen $s_{x_i}^2$ der Eingangsgrößen X_i als Diagonalelemente und berechne die Diagonalelemente $s_{y_i}^2$ von \mathbf{S}_y nach Gl. (9.36) oder ggf. nach Gl. (9.49). Es zeigt sich dann, welche Unsicherheiten die Ergebnisse besonders belasten, für welche Meßgrößen X_i also eine Verbesserung des Meßverfahrens lohnt.

4. Ist in Pkt. 2 mit den Konstanten c_i und m_{ik}

$$G_i(\mathbf{X}) = c_i \prod_{k=1}^{\nu_X} X_k^{m_{ik}} \quad (9.51)$$

und werden die Matrix $M = (m_{ik})$ und die relativen Kovarianzmatrizen

$$S_{x,\text{rel}} = (s_{x,ik}/x_i x_k); \quad S_{y,\text{rel}} = (s_{y,ik}/y_i y_k) \quad (9.52)$$

eingeführt, so gilt

$$S_{y,\text{rel}} = M S_{x,\text{rel}} M^T. \quad (9.53)$$

M tritt also in Pkt. 2 an die Stelle von G_x und die relativen Kovarianzmatrizen an die Stelle von S_x und S_y . Die Angabe von relativen Kovarianzmatrizen ist nur sinnvoll, wenn lediglich positive Werte von X und Y vorkommen, was z.B. für Temperaturen in Kelvin zutrifft, jedoch nicht für solche in °C.

Beispiel aus der Längenmeßtechnik: Es sollen die Länge Y_1 und die Breite Y_2 eines Rechtecks mittels eines Strichmaßstabes mit Millimeterteilung mehrfach gemessen und daraus die Fläche Y_3 des Rechtecks bestimmt werden. Den Ablesungen am Maßstab bei der Längen- und Breitenmessung seien die Größen X_1 bzw. X_2 zugeordnet, der unbekannten systematischen Abweichung der Striche von ihrer richtigen Lage auf Grund der Fertigung des Maßstabes die Größe X_3 , für die der Hersteller die Grenzen $x_{3,u} = 130 \mu\text{m}$ und $x_{3,l} = -50 \mu\text{m}$ angegeben haben möge. Außerdem werde die Längenausdehnung des Maßstabes auf Grund der Abweichung $\Delta T = 5 \text{ K}$ der Umgebungstemperatur von seiner Solltemperatur 20°C als Korrektur berücksichtigt. Die Ansätze für x_i und $s_{x_i}^2$ ergeben sich für X_1 und X_2 nach Pkt. 1 von 9.3.3.3, für X_3 nach Pkt. 3. ΔT und der einer Tabelle entnommene thermische Längenausdehnungskoeffizient $\alpha = 12 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ seien nach Pkt. 6 als Konstanten angesehen. Die Größen X_i sind unkorreliert.

Das Modell lautet mit $c = 1 + \alpha \Delta T$

$$F = \begin{pmatrix} Y_1 - c(X_1 - X_3) \\ Y_2 - c(X_2 - X_3) \\ Y_3 - Y_1 Y_2 \end{pmatrix} = O. \quad (9.54)$$

Daraus ergeben sich mit Gl. (9.33)

$$F_x = \begin{pmatrix} -c & 0 & c \\ 0 & -c & c \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad F_y = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -y_2 & -y_1 & 1 \end{pmatrix};$$

$$Q = F_y^{-1} F_x = \begin{pmatrix} -c & 0 & c \\ 0 & -c & c \\ -cy_2 & -cy_1 & c(y_1 + y_2) \end{pmatrix}. \quad (9.55)$$

Eingangsdaten und Ergebnisse sind in Tab. 9.13, die als Beispiel auch für andere Auswertungsaufgaben dienen kann, aufgelistet. Mittels der Gln. (9.54), (9.55) und (9.36) kann die Rechnung nachvollzogen werden.

9.3.3.5 Mitteilung der Ergebnisse einer Meßaufgabe

Nach Abschluß der Auswertung einer Messung sollte im Interesse einer späteren konsistenten Verwertung der Ergebnisse mittels des Gauß-Verfahrens nach folgendem Schema darüber berichtet werden:

Anzugeben sind alle Größen von X und Y mit ihren Werten x bzw. y , sowie die Kovarianzmatrizen S_x und S_y . Statt letzterer können auch die Standardabweichungen s_{x_i} und s_{y_i} und die Korrelationsmatrizen R_x und R_y aufgezeigt werden. Es genügt, eine Hälfte der symmetrischen Matrizen anzugeben. Bei den wiederholt gemessenen Größen X_i empfiehlt es sich, auch die Anzahl der Messungen n_i zu nennen. Als Beispiel kann Tab. 9.13 dienen. Das Modell F gehört ebenfalls in die Mitteilung.

Tab. 9.13 Eingangsdaten und Ergebnisse der Messung von Länge, Breite und Fläche eines Rechtecks (s. 9.3.3.4). Gleichzeitig Beispiel für die Mitteilung der Ergebnisse einer allgemeinen Meßaufgabe (s. 9.3.3.5)

i	X_i	x_i	s_{x_i}	n_i	R_x , Bemerkungen	
1	$X_1 = 1213,72$	mm	0,26 mm	35	} E , unkorreliert	
2	$X_2 = 564,16$	mm	0,21 mm	52		
3	$X_3 = 0,04$	mm	0,05 mm	—		
4	$\Delta T = 5$	K	in Korrektur		konstant	
5	$\alpha = 12 \cdot 10^{-6}$	K ⁻¹	vernachlässigt			
i	Y_i	y_i	s_{y_i}	R_y		
1	$Y_1 = 1213,75$	mm	0,27 mm	1	0,05	0,53
2	$Y_2 = 564,15$	mm	0,22 mm	0,05	1	0,87
3	$Y_3 = 6847,4$	cm ²	3,1 cm ²	0,53	0,87	1

Statt der Standardabweichungen können auch die relativen Standardabweichungen $s_{x_i}/|x_i|$ und $s_{y_i}/|y_i|$ (Variationskoeffizienten) aufgelistet werden, wenn $x_i, y_i \neq 0$ sind, z.B. in Prozent wie auch bei R_x und R_y . Zusätzlich kann ein Vertrauensbereich zu einem zu nennenden Vertrauensniveau mitgeteilt werden (s.u. Pkt. 1). Bei der Methode der kleinsten Quadrate (s. 9.3.4.1) ist schließlich das minimale ξ_0 von Interesse.

1. Vertrauensbereich Im Rahmen des Gauß-Verfahrens ist es leider nicht möglich, ohne Kenntnis oder Annahme der Verteilung der Grundgesamtheit einen (im allgemeinen Fall mehrdimensionalen) Vertrauensbereich zu ermitteln, der mit einer vorgegebenen Wahrscheinlichkeit (Vertrauensniveau) den wahren Wert (Erwartungswert) einer Ergebnisgröße überdeckt (s. 9.3.2.3). Darum empfiehlt sich die Angabe eines Vertrauensbereichs nur bei Bedarf als Ergänzung zur Angabe der Kovarianzmatrix, mit der bei der späteren Verwertung der Meßergebnisse aus Konsistenzgründen weitergerechnet werden muß und die deshalb als Maß für die Unsicherheiten herangezogen wird.

Bei einer einzelnen Ergebnisgröße Y ($\nu_Y = 1$) kann jedoch näherungsweise ein Vertrauensintervall zum Vertrauensniveau $1 - \alpha$ z.B. in der Schreibweise

$$Y = y \pm k \cdot s_y \tag{9.56}$$

angegeben werden, wobei k von $1 - \alpha$ abhängt und definiert ist durch

$$\int_0^k \sqrt{2/\pi} \exp(-z^2/2) dz = 1 - \alpha \tag{9.57}$$

Vorausgesetzt werden muß, daß X normalverteilt ist oder, wenn nicht, daß die X_i unabhängige Zufallsvariablen sind (S_x ist dann diagonal) und mehr als etwa drei von ihnen nach Gl. (9.45) in vergleichbaren Anteilen wesentlich zu s_y beitragen. Eine Zufallsvariable, die als Mittelwert entsprechend Gl. (9.37) definiert ist, ist asymptotisch normalverteilt, wenn ihre Varianz existiert. Für $1 - \alpha = 68,27\%$ ist $k = 1$ und s_y gleich der halben Breite

des Vertrauensintervalls. Das ist günstig für die spätere Verwertung des Ergebnisses unter Anwendung des Gauß-Verfahrens. Die Annahme einer Normalverteilung für die Schätzung von EY in Gl. (9.57) beinhaltet, daß der Schätzwert s_y^2 exakt gleich der theoretischen Varianz der Normalverteilung ist.

Wenn $Y = G(X)$ ist wie in dem einfachen Fall von 9.3.3.4, Pkt. 1, die X_i außerdem unabhängig und normalverteilt sind und die (effektiven) Anzahlen γ_i ihrer Freiheitsgrade ($\gamma_i = n_i - 1$ im Falle von 9.3.3.3, Pkt. 1) vorliegen, kann nach Welch (1947) für Y eine effektive Anzahl γ_y der Freiheitsgrade berechnet werden, die der bei Wiederholungsmessungen entspricht. Damit und mit s_y^2 aus Gl. (9.45) läßt sich dann nach 9.3.2.3 ein Vertrauensintervall konstruieren. Es gilt

$$\gamma_y = \left(s_y^4 / \sum_{i=1}^{\nu_X} \frac{1}{\gamma_i + 2} \left(\frac{\partial G(X)}{\partial X_i} \right)_{\mathbf{x}}^4 s_{X_i}^4 \right) - 2. \quad (9.58)$$

Bei mehreren Ergebnisgrößen Y_i ist die Angabe von Vertrauensintervallen nach Gl. (9.56) unzulässig, da diese nichts über Korrelationen aussagen. Immer dann, wenn die Verteilung der Grundgesamtheit nicht bekannt ist, aber ein Vertrauensbereich angegeben werden soll, sollte eine Normalverteilung für die EY schätzende Zufallsvariable \bar{y} angenommen werden in der Form

$$f_{\bar{y}}(\mathbf{y}) = ((2\pi)^{\nu_Y} \det \mathbf{S}_y)^{-1/2} \times \exp \left(-\frac{1}{2} (\mathbf{y} - EY)^T \mathbf{S}_y^{-1} (\mathbf{y} - EY) \right) \quad (9.59)$$

(det \mathbf{S}_y ist die Determinante von \mathbf{S}_y , s. Literatur in 9.3.1.5). Dann läßt sich als Vertrauensbereich ein ν_Y -dimensionales Vertrauensellipsoid zum Vertrauensniveau $1 - \alpha$ z.B. in der Schreibweise

$$(\mathbf{Y} - \mathbf{y})^T \mathbf{S}_y^{-1} (\mathbf{Y} - \mathbf{y}) < k \nu_Y \quad (9.60)$$

angeben, wobei k aus

$$\int_0^{k\nu_Y} f_{\chi^2}(z) dz = 1 - \alpha; \quad (9.61)$$

$$f_{\chi^2}(z) = \left(2^{(\nu_Y/2)-1} \Gamma \left(\frac{\nu_Y}{2} \right) \right)^{-1} z^{\nu_Y-1} \exp(-z^2/2); \quad (z \geq 0)$$

zu errechnen ist ($\Gamma(z)$ Gammafunktion, s. z.B. Abramowitz u. Stegun (1975)). $f_{\chi^2}(z)$ ist die Wahrscheinlichkeitsdichte der Chi-Quadrat-Verteilung mit ν_Y Freiheitsgraden (s. 9.3.2.3). Tab. T 9.10 im Anhang enthält Zahlenwerte für $k\nu_Y = \chi^2(\nu_Y, \alpha)$.

2. Vorgehen bei sehr vielen Größen Wenn sehr viele Größen beteiligt sind, werden die Kovarianzmatrizen unhandlich groß, beanspruchen in Rechnern viel Speicherraum und lange Bearbeitungszeiten und lassen sich kaum veröffentlichen. Um diese Schwierigkeiten zu vermindern, kann erstens Pkt. 6 von 9.3.3.3 beachtet werden. Zweitens können in einer Tabelle statt der Werte aller Elemente einer Kovarianzmatrix globale Näherungswerte, die für größere Bereiche der Indizes gelten, angegeben werden. Mitunter ist es auch möglich, eine Kovarianzmatrix (s_{ik}) näherungsweise durch einen mathematischen Ausdruck $s_{ik} = g(i, k)$ als Funktion der Indizes zu beschreiben. Drittens kann, z.B. bei der Methode der kleinsten Quadrate und beim Chi-Quadrat-Test (s. 9.3.4.1), d.h. in Gl. (9.62), \mathbf{S}_x ersetzt werden durch eine Diagonalmatrix \mathbf{S}'_x , die die gleichen Diagonalelemente wie \mathbf{S}_x und sonst Nullen besitzt. $\mathbf{S}_x'^{-1}$ ist leicht zu bilden. Die Bedingung (9.65) ist unempfindlich und behält im wesentlichen ihre Bedeutung bei. Alle diese Maßnahmen reduzieren den Aufwand erheblich, die damit verbundene Einbuße an voller Konsistenz nach 9.3.3.2 dürfte in den meisten Fällen dagegen erträglich sein. Eine große Korrelationsmatrix läßt sich sehr anschaulich in einem quadratischen Diagramm mittels Höhenlinien oder einer Farbkodierung der Werte der Korrelationskoeffizienten darstellen.

9.3.4 Ausgleichende Auswertung

9.3.4.1 Methode der kleinsten Quadrate

Häufig sind die Werte y_i von nur einigen interessierenden Meßgrößen Y_i aus einer Fülle von Eingangsdaten x_i zu gewinnen, aber es ist im Rahmen des Modells $F(x, y) = O$ nicht möglich, Werte y_i zu finden, die diese Gleichung erfüllen. Dann sind sie so zu bestimmen, daß sie mit den Eingangsdaten wenigstens möglichst gut verträglich sind, zwischen ihnen vermitteln, sie ausgleichen. Dies ist der Fall $\nu_Y < \nu_F$ der Überbestimmtheit beim Gauß-Verfahren, der in 9.3.3.2 zunächst zurückgestellt wurde. Er kann so behandelt werden: In $F(x, y)$ sowie in $F_x(x, y)$ und $F_y(x, y)$ werde der Argumentwert x durch eine Spaltenmatrix z mit ebenfalls ν_X Elementen ersetzt. Dann sind y und z z.B. nach der Lagrange-Methode so zu bestimmen, daß

$$\xi_0 = (z - x)^T S_x^{-1} (z - x) = \min \quad (9.62)$$

wird mit der Nebenbedingung

$$F(z, y) = O. \quad (9.63)$$

Ist l eine Spaltenmatrix von ν_F Konstanten l_i (Lagrange-Multiplikatoren), so ergibt sich das System der $\nu_X + \nu_Y$ Gleichungen

$$z - x + S_x F_x^T(z, y) l = O; \quad F_y^T(z, y) l = O, \quad (9.64)$$

woraus mit den ν_F Gleichungen (9.63) und durch Eliminieren – möglichst vor der Minimierung – von z und l ($\nu_X + \nu_F$ Größen) ν_Y neue Beziehungen der Form $F'(x, y) = O$, ein neues Modell, gewonnen werden kann, wobei jetzt $\nu_F = \nu_Y$ ist. Es ist dann weiter nach 9.3.3.2 mit F' anstelle von F zu verfahren. Dies ist im wesentlichen die Methode der kleinsten Quadrate. Sie ist wie das Gauß-Verfahren weitgehend unabhängig von den zugrunde liegenden Wahrscheinlichkeitsverteilungen.

Als Ausweis dafür, daß das Modell F mit den Eingangsdaten verträglich ist, sollte der minimale Wert ξ_0 , der sich nach der Methode der kleinsten Quadrate ergibt, die Bedingung

$$(\xi_0 - \nu)^2 \lesssim 2\nu, \quad (\nu = \nu_F - \nu_Y) \quad (9.65)$$

erfüllen. Das ist im wesentlichen der Chi-Quadrat-Test (s. 9.3.5.6) in verallgemeinerter Form. Ist das Modell eines Auswertungsproblems nicht genau bekannt, so können verschiedene Ansätze für F hiernach geprüft werden. Unter denen, die den Test bestehen, sollte ein Modell mit minimalem $(\xi_0 - \nu)^2$ oder mit möglichst kleiner Anzahl ν_Y der Ergebnisgrößen gewählt werden. Hier sind Fragen angesprochen, die mit den Stichworten Anpassung, Approximation, Ausgleichung, Entfaltung, Entwicklung, Glättung verknüpft sind (s. 9.3.4.3, Pkt. 1 u. 9.3.6.1). Ist ein Modell nicht verträglich mit den Daten, so kann das auch ein Hinweis auf unerkannte systematische Abweichungen oder falsch geschätzte Varianzen und Kovarianzen sein (s.a. 9.3.3.5, Pkt. 2).

Die Methode der kleinsten Quadrate liefert keinen Hinweis auf die beste Form der mathematischen Darstellung des Modells F ; sie ergibt lediglich im Rahmen der vorliegenden Informationen beste Werte für die in einer Beziehung von vorgegebener Form auftretenden gesuchten Größen, und zwar ganz gleich, wie diese spezielle Form aussieht.

9.3.4.2 Einmalige Messung vieler Größen

Häufig umfaßt das Problem sehr viele Größen ($\nu_X, \nu_Y \gtrsim 30$). Das ist u.a. der Fall bei der Messung einer Funktion, z.B. eines Neutronenenergiespektrums. Jedem Argumentwert ist dabei eine eigene Größe für den zugehörigen Funktionswert zuzuordnen. Oft werden viele Größen oder der Funktionsverlauf nur ein einziges Mal gemessen und durch x dargestellt ($\nu_X \gg 1, n = 1$, s. 9.3.3.3, Pkt. 4). S_x ist dann nicht ohne weiteres schätzbar, wenn nicht Zählgrößen vorliegen wie bei der Vielkanalanalyse in der Kernstrahlenspektrometrie.

Wenn wenigstens angenommen werden kann, daß die Unsicherheiten von gleicher Größenordnung sind für alle gleichartigen gemessenen Größen oder im gesamten Intervall, über das die Funktion gemessen wurde, so kann mit dem Ansatz $S_x = s^2 E$ wie in 9.3.4.1 vorgegangen werden. Dabei ist s^2 eine globale Varianz, für die sich der Schätzwert

$$s^2 = (z - x)^T (z - x) / \nu \quad (9.66)$$

aus $\xi_0 \approx \nu$ nach Gl. (9.65) ergibt. Diese Ungleichung, die sich auf Gl. (9.62) stützt, ist damit verbraucht; zur Prüfung, ob ein Modell F mit den Eingangsdaten verträglich ist, wird ein weiteres Kriterium benötigt. Kann angenommen werden, daß die Elemente von $\Delta X = X - Z$ (Z Zufallsvariable zu z) wenigstens näherungsweise unkorreliert sind, die statistischen Abweichungen also eine Art weißes Rauschen darstellen, was auch schon der Ansatz $S_x = s^2 E$ ausdrückt, so sollte bei einer Funktion eine der beiden Prüfgrößen

$$\begin{aligned} \xi_1 &= \frac{1}{s^2} \sum_{i=2}^{\nu_X} (z_{i-1} - x_{i-1})(z_i - x_i); \\ \xi_2 &= \sum_{i=2}^{\nu_X} \operatorname{sgn}(z_{i-1} - x_{i-1}) \operatorname{sgn}(z_i - x_i) \end{aligned} \quad (9.67)$$

die Kriterien

$$\xi_1^2 \lesssim \nu \quad \text{bzw.} \quad \xi_2^2 \lesssim \nu_X - 1 \quad (9.68)$$

erfüllen. ξ_1 ist ein globales Maß für die Korrelation der Schätzung der Erwartungswerte benachbarter Funktionswerte. z und y sind aus den Gln. (9.63) und (9.64) zu bestimmen (s.a. 9.3.4.3, Pkt. 1). Unter verschiedenen Modellen sollte dann das mit kleinstem ξ_1^2 oder ξ_2^2 ausgewählt werden. ξ_2 ist auch bei stark unterschiedlichen Varianzen $\sigma_{x_i}^2$ oft noch gut als Prüfgröße geeignet.

9.3.4.3 Anwendungsbeispiele

1. Kurvenanpassung Ist in Gl. (9.63) mit $\nu_F = \nu_X > \nu_Y$ und der konstanten Matrix A das Modell in der Form $F(X, Y) = X - AY = O$ gegeben, so ergibt sich mit Gl. (9.62) zunächst

$$\xi_0 = (Ay - x)^T S_x^{-1} (Ay - x) = \min. \quad (9.69)$$

Die Minimierung führt auf

$$y = S_y A^T S_x^{-1} x; \quad S_y = (A^T S_x^{-1} A)^{-1}; \quad \xi_0 = x^T S_x^{-1} x - y^T S_y^{-1} y. \quad (9.70)$$

ξ_0 sollte das Kriterium (9.65) mit $\nu = \nu_X - \nu_Y$ erfüllen.

Soll eine Funktion $g(u)$, die durch $\mathbf{X} = (g(u_i))$ (u_i Stützstellen) dargestellt wird, mittels eines Funktionensystems $\psi_k(u)$ approximiert werden:

$$X_i = g(u_i) = \sum_{k=1}^{\nu_Y} \psi_k(u_i) Y_k; \quad (i = 1, \dots, \nu_X) \quad (9.71)$$

– für dieses Problem sind die Bezeichnungen Ausgleichung, Entwicklung, Anpassung, Glättung, Entfaltung üblich –, so kann die Matrix $\mathbf{A} = (\psi_k(u_i))$ dieses System repräsentieren. Die Elemente Y_k von \mathbf{Y} stellen dann die Koeffizienten dieser Entwicklung dar, deren Anzahl ν_Y so gewählt werden sollte, daß $(\xi_0 = (\nu_X - \nu_Y))^2$ minimal wird entsprechend der Bemerkung unter Gl. (9.65). Wird \mathbf{A} so gewählt, daß $\mathbf{A}^\top \mathbf{A} = \mathbf{E}$ und $\mathbf{S}_x \mathbf{A} = \mathbf{A} \mathbf{D}$ mit einer Diagonalmatrix \mathbf{D} und dann auch $\mathbf{S}_x^{-1} \mathbf{A} = \mathbf{A} \mathbf{D}^{-1}$ gelten, so wird $\mathbf{S}_y = \mathbf{D}$. Die Größen Y_i sind also unkorreliert.

Wird $\mathbf{S}_x = s^2 \mathbf{E}$ angesetzt (s. 9.3.4.2), so ist ξ_1^2 oder ξ_2^2 zu minimieren, und es ergibt sich nach Gl. (9.66) die Abschätzung

$$s^2 = \frac{\mathbf{x}^\top (\mathbf{x} - \mathbf{A} \mathbf{y})}{\nu_X - \nu_Y}. \quad (9.72)$$

Gilt außerdem $\mathbf{A}^\top = \mathbf{E}$, so ist auch $\mathbf{S}_y = s^2 \mathbf{E}$. Sind die Stützstellen u_i äquidistant, so sind als $\psi_k(u)$ möglichst trigonometrische Funktionen zu nehmen (Fourier-Approximation). \mathbf{S}_y wird dann diagonal.

2. Gesamtmittelwert aus mehreren Meßreihen Liegen für eine Meßgröße aus ν_X unabhängigen Meßreihen die jeweiligen Mittelwerte x_i mit den Varianzen $s_{x_i}^2$ vor, und ist der Gesamtmittelwert y mit der Varianz s_y^2 gesucht ($\nu_Y = 1$), so ergibt sich nach Pkt. 1 mit $\mathbf{A} = (1 \dots 1)^\top$

$$\begin{aligned} y &= s_y^2 \sum_{i=1}^{\nu_X} x_i / s_{x_i}^2; \\ s_y^2 &= \left(\sum_{i=1}^{\nu_X} 1 / s_{x_i}^2 \right)^{-1}; \\ \xi_0 &= \sum_{i=1}^{\nu_X} x_i^2 / s_{x_i}^2 - y^2 / s_y^2; \quad \nu = \nu_X - 1. \end{aligned} \quad (9.73)$$

Wird in jeder Meßreihe nur ein einziges Mal gemessen, so sind die Varianzen $s_{x_i}^2$ im allgemeinen nicht gegeben. Nach 9.3.4.2 sind dann $s_{x_i}^2 = s^2$ und $\xi_0 = \nu_X - 1$ anzusetzen, woraus sich ergeben $s_y^2 = s^2 / \nu_X$ und

$$y = \frac{1}{\nu_X} \sum_{i=1}^{\nu_X} x_i; \quad s_y^2 = \frac{1}{\nu_X (\nu_X - 1)} \sum_{i=1}^{\nu_X} (x_i - y)^2. \quad (9.74)$$

Dies entspricht dem Fall der Wiederholungsmessungen von 9.3.3.3, Pkt. 1 mit $n = \nu_X$.

3. Nichtlineares Modell und allgemeines lineares Modell Ist das vorliegende Modell $\mathbf{F}(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \mathbf{O}$ nichtlinear, so läßt es sich auf folgende Weise linearisieren: Es sei \mathbf{y}_0 eine Näherung für das Ergebnis \mathbf{y} , und es werde in den Gln. (9.63) und (9.64) \mathbf{F} nach Taylor approximiert durch

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) \approx \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{y}_0) + \mathbf{F}_x(\mathbf{x}, \mathbf{y}_0)(\mathbf{X} - \mathbf{x}) + \mathbf{F}_y(\mathbf{x}, \mathbf{y}_0)(\mathbf{Y} - \mathbf{y}_0) = \mathbf{O}. \quad (9.75)$$

Bei einem allgemeinen linearen Modell gilt dieser Ansatz exakt. In dieser linearen Näherung ist auch

$$\mathbf{F}_x(\mathbf{z}, \mathbf{y}) = \mathbf{F}_x(\mathbf{x}, \mathbf{y}_0); \quad \mathbf{F}_y(\mathbf{z}, \mathbf{y}) = \mathbf{F}_y(\mathbf{x}, \mathbf{y}_0). \quad (9.76)$$

Mit den Abkürzungen

$$\mathbf{F}_0 = \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{y}_0); \quad \mathbf{F}_{x,0} = \mathbf{F}_x(\mathbf{x}, \mathbf{y}_0); \quad \mathbf{F}_{y,0} = \mathbf{F}_y(\mathbf{x}, \mathbf{y}_0) \quad (9.77)$$

und durch Eliminieren von \mathbf{z} in den Gln. (9.63) und (9.64) ergibt sich das System von $\nu_F + \nu_Y$ linearen Gleichungen

$$\mathbf{F}_0 - \mathbf{F}_{x,0} \mathbf{S}_x \mathbf{F}_{x,0}^\top \mathbf{l} + \mathbf{F}_{y,0}(\mathbf{y} - \mathbf{y}_0) = \mathbf{O}; \quad \mathbf{F}_{y,0}^\top \mathbf{l} = \mathbf{O}. \quad (9.78)$$

Aus der ersten Matrixgleichung läßt sich \mathbf{l} bestimmen zu

$$\mathbf{l} = (\mathbf{F}_{x,0} \mathbf{S}_x \mathbf{F}_{x,0}^\top)^{-1} (\mathbf{F}_0 + \mathbf{F}_{y,0}(\mathbf{y} - \mathbf{y}_0)), \quad (9.79)$$

falls die hier zu invertierende Matrix regulär ist. Ist sie singulär, so können ν_F andere Gleichungen aus Gl. (9.78) herangezogen werden, um \mathbf{l} zu ermitteln. Wird \mathbf{l} aus Gl. (9.79) in die zweite Matrixgleichung (9.78) eingesetzt, so entsteht

$$\mathbf{F}_{y,0}^\top (\mathbf{F}_{x,0} \mathbf{S}_x \mathbf{F}_{x,0}^\top)^{-1} (\mathbf{F}_0 + \mathbf{F}_{y,0}(\mathbf{y} - \mathbf{y}_0)) = \mathbf{O}. \quad (9.80)$$

Daraus erhält man durch Auflösen nach \mathbf{y}

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}_1 = \mathbf{y}_0 - (\mathbf{F}_{y,0}^\top (\mathbf{F}_{x,0} \mathbf{S}_x \mathbf{F}_{x,0}^\top)^{-1} \mathbf{F}_{y,0})^{-1} (\mathbf{F}_{y,0}^\top (\mathbf{F}_{x,0} \mathbf{S}_x \mathbf{F}_{x,0}^\top)^{-1} \mathbf{F}_0). \quad (9.81)$$

Dies ist eine verbesserte Näherung \mathbf{y}_1 für \mathbf{y} , mit der erneut als \mathbf{y}_0 in das Verfahren eingegangen werden kann. Ändert sich \mathbf{y} praktisch nicht mehr nach mehreren Schritten der Iteration, so kann das Verfahren abgebrochen werden. Allerdings kann nicht von vornherein vorausgesagt werden, ob das Verfahren konvergiert. Ist das der Fall, so wird schließlich $\mathbf{y} = \mathbf{y}_0$, in Gl. (9.80), und es entsteht das neue Modell

$$\mathbf{F}'(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \mathbf{F}_y^\top (\mathbf{F}_x \mathbf{S}_x \mathbf{F}_x^\top)^{-1} \mathbf{F}(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \mathbf{O}, \quad (9.82)$$

woraus sich mittels Linearisierung entsprechend Gl. (9.75), d.h. durch Vernachlässigen aller Ableitungen zweiter und höherer Ordnung nach Gl. (9.36) ergibt

$$\mathbf{S}_y = \mathbf{F}_y^\top (\mathbf{F}_x \mathbf{S}_x \mathbf{F}_x^\top)^{-1} \mathbf{F}_y)^{-1}. \quad (9.83)$$

Weiterhin werden mit den Gln. (9.79) und (9.64)

$$\begin{aligned} \mathbf{l} &= (\mathbf{F}_x \mathbf{S}_x \mathbf{F}_x^\top)^{-1} \mathbf{F}; \\ \mathbf{z} &= \mathbf{x} - \mathbf{S}_x \mathbf{F}_x^\top (\mathbf{F}_x \mathbf{S}_x \mathbf{F}_x^\top)^{-1} \mathbf{F}, \end{aligned} \quad (9.84)$$

wobei $\mathbf{F} = \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ ist, und schließlich nach Gl. (9.62)

$$\xi_0 = \mathbf{F}^\top (\mathbf{F}_x \mathbf{S}_x \mathbf{F}_x^\top)^{-1} \mathbf{F}; \quad \nu = \nu_F - \nu_Y. \quad (9.85)$$

Bei einem linearen Modell führt schon der erste Iterationsschritt zum endgültigen Ergebnis.

4. Bestimmung der Winkel eines Dreiecks Gemessen seien die Schätzwerte x_i der Erwartungswerte der Winkel X_i ($\nu_X = 3$) eines Dreiecks als Mittelwerte der Anzeigen eines Winkelmeßgerätes (s. 9.3.3.3, Pkt. 1). Die X_i seien unkorreliert. Die Kovarianzmatrix \mathbf{S}_x ist dann diagonal anzusetzen und habe die Diagonalelemente $s_{x_i}^2$. Einflußgrößen sollen vernachlässigt werden können. Die Winkel X_i sind so auszugleichen, daß die Summe der Ergebniswinkel Y_i ($\nu_Y = 3$) den Wert π ergibt.

Das Modell \mathbf{F} ist so anzusetzen:

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \begin{pmatrix} X_1 - Y_1 \\ X_2 - Y_2 \\ X_3 - Y_3 \\ Y_1 + Y_2 + Y_3 - \pi \end{pmatrix} = \mathbf{O}; \quad \nu_F = 4. \quad (9.86)$$

Hieraus wird nach Gl. (9.33)

$$\mathbf{F}_x = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{F}_y = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (9.87)$$

Damit lauten die Gln. (9.63) und (9.64)

$$\begin{aligned} z_i - y_i &= 0; & z_i - x_i + s_{x_i}^2 l_i &= 0; \\ y_1 + y_2 + y_3 &= \pi; & l_i - l_4 &= 0; \end{aligned} \quad (i = 1, 2, 3), \quad (9.88)$$

woraus sich ergibt

$$y_i = x_i - (x_1 + x_2 + x_3 - \pi) s_{x_i}^2 / s^2; \quad s^2 = s_{x_1}^2 + s_{x_2}^2 + s_{x_3}^2. \quad (9.89)$$

Das neue Modell \mathbf{F}' nach 9.3.4.1 zur Bestimmung von \mathbf{S}_y sowie \mathbf{F}'_x und \mathbf{F}'_y haben hiernach die Gestalt

$$\begin{aligned} \mathbf{F}'(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) &= (\mathbf{Y} - \mathbf{X} + (\mathbf{X}_1 + \mathbf{X}_2 + \mathbf{X}_3 - \pi) s_{x_i}^2 / s^2); \\ \mathbf{F}'_x &= \mathbf{E} + (v_{ik}); & v_{ik} &= s_{x_i}^2 / s^2; & \mathbf{F}'_y &= \mathbf{E}, \end{aligned} \quad (9.90)$$

woraus man mit Gl. (9.36) schließlich erhält

$$\mathbf{S}_y = \mathbf{S}_x - (s_{x_i}^2 s_{x_k}^2 / s^2). \quad (9.91)$$

Der zweite Term liefert für $i \neq k$ die Kovarianzen von \mathbf{S}_y ; sie sind negativ.

Mit $z_i = y_i$ und $(\mathbf{S}_x^{-1})_{ii} = s_{x_i}^{-2}$ ist außerdem nach Gl. (9.62)

$$\xi_0 = (x_1 + x_2 + x_3 - \pi)^2 / s^2; \quad \nu = 1. \quad (9.92)$$

9.3.5 Statistische Prüfungen

9.3.5.1 Allgemeines zur Prüfung von Hypothesen

Statistische Prüfungen lassen Aussagen darüber zu, ob eine bestimmte Hypothese über Größen, die statistischen Schwankungen unterworfen sind, durch das Beobachtungsmaterial (z.B. Meßwerte, Meßergebnisse, Mittelwerte, Standardabweichungen) mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit widerlegt wird oder nicht (z.B. die Übereinstimmung zweier Mittelwerte oder zweier Standardabweichungen, die Annahme einer bestimmten Verteilung für die Grundgesamtheit). Die Festsetzung dieser Wahrscheinlichkeit ist dabei willkürlich und muß von Fall zu Fall diskutiert werden. Wie bei der Angabe von Vertrauensbereichen (s. 9.3.2.3) geht man auch hier oft von einem Vertrauensniveau $1 - \alpha = 95\%$ oder mehr aus; d.h. die Hypothese wird durch die Messungen nicht bestätigt, wenn die statistische Prüfung ergibt, daß der aus dem Beobachtungsmaterial gebildete Wert einer Prüfgröße (s. Tab. 9.14) außerhalb des Vertrauensbereichs der Hypothese liegt, der dem gewählten Vertrauensniveau entspricht. Die Irrtumswahrscheinlichkeit (auch Wahrscheinlichkeit für den Fehler erster Art), daß dabei eine richtige Hypothese abgelehnt wird, beträgt α . Außerdem können aber auch unerkannte systematische Abweichungen (s. 9.3.1.2) zur Folge haben, daß eine richtige Hypothese durch die statistische Prüfung verworfen wird. Eine derartige Prüfung erlaubt also dem Experimentator zu entscheiden, ob es notwendig ist, weiter nach systematischen Abweichungen zu suchen.

Tab. 9.14 Statistische Prüfungen mit Hilfe von Stichprobenverteilungen

Befund	Stichprobe aus Einzelmeßwerten x_1, \dots, x_n		Zwei unabhängige Stichproben:		
	Mittelwert	$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$	Anzahl der Meßwerte	n_1 und n_2	
			Mittelwerte	\bar{x}_1 und \bar{x}_2	
			Standardabweichungen	s_1 und s_2	
	Standardabweichung	$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}$			$s_{(\bar{x}_1 - \bar{x}_2)} = \sqrt{\left(\frac{1}{n_1} + \frac{1}{n_2}\right) \frac{(n_1 - 1)s_1^2 + (n_2 - 1)s_2^2}{n_1 + n_2 - 2}}$
Ziel	Ermittlung eines Vertrauensbereichs für Erwartungswert μ Standardabweichung σ der Grundgesamtheit		Ausscheiden eines Meßwertes x_{n+1}	Konsistenzprüfung zweier Mittelwerte Standardabweichungen	
Prüfgröße	$t = \frac{\bar{x} - \mu}{s/\sqrt{n}}$	$\xi^2 = (n-1)s^2/\sigma^2$	$t = \frac{ x_{n+1} - \bar{x} }{s\sqrt{(n+1)/n}}$	$t = \frac{ \bar{x}_1 - \bar{x}_2 }{s_{(\bar{x}_1 - \bar{x}_2)}}$	$F = s_1^2/s_2^2$
Verteilung	Student-Verteilung Tab. 9.12 Tab. T 9.11	Chi-Quadrat-Verteilung Tab. T 9.10	Student-Verteilung Tab. T 9.11	Student-Verteilung Tab. T 9.11	F-Verteilung Tab. T 9.12
Anzahl der Freiheitsgrade	$n - 1$	$n - 1$	$n - 1$	$n_1 + n_2 - 2$	$v_1 = n_1 - 1$ $v_2 = n_2 - 1$
Verfahren	Abschn. 9.3.2.3	Abschn. 9.3.2.3	Abschn. 9.3.5.3	Abschn. 9.3.5.2	Abschn. 9.3.5.4

Die Tab. T 9.10, T 9.11 und T 9.12 im Anhang enthalten diejenigen Werte der Prüfgröße, die mit der Irrtumswahrscheinlichkeit α überschritten werden. Das Vertrauensniveau dafür, daß die Prüfgröße unter diesen Werten bleibt, beträgt $1 - \alpha$.

Das in 9.3.2.3 behandelte Problem der Bestimmung von Vertrauensbereichen für Mittelwert und Standardabweichung entspricht einer statistischen Prüfung der Hypothese, daß der Mittelwert \bar{x} einer Stichprobe mit dem wahren Wert der Meßgröße X , d.h. mit ihrem Erwartungswert μ und die empirische Standardabweichung s der Stichprobe mit der Standardabweichung σ der Grundgesamtheit übereinstimmen.

Um eine bestimmte Hypothese statistisch prüfen zu können, muß – verteilungsfreie Prüfungen ausgenommen – die Verteilung der Prüfgröße bekannt sein, was im allgemeinen nur bei normalverteilten Grundgesamtheiten der Fall ist. Zumeist handelt es sich dabei um die Verteilung von Prüfgrößen (t -Verteilung in 9.3.5.2 und Tab. T 9.11 im Anhang, F -Verteilung in 9.3.5.4 und Tab. T 9.12 im Anhang), die aus Stichproben aus normalverteilten Grundgesamtheiten gewonnen werden. Praktisch stellt diese Annahme keine starke Einschränkung dar, weil auch bei beliebig verteilter Grundgesamtheit die Mittelwerte aus Stichproben auf Grund des Zentralen Grenzwertsatzes (s. 9.3.2.2) unter sehr allgemeinen Voraussetzungen näherungsweise normalverteilt sind, und zwar um so besser, je größer die Anzahl der Einzelwerte ist und je weniger die Verteilung der Grundgesamtheit von einer Normalverteilung abweicht.

9.3.5.2 Beurteilung der Differenz zweier Mittelwerte

Der t -Test (s.a. 9.3.2.3) wird auch angewendet, um zu entscheiden, ob die Differenz $\bar{x}_1 - \bar{x}_2$ zweier Mittelwerte \bar{x}_1 und \bar{x}_2 , hervorgegangen aus n_1 bzw. n_2 Messungen, mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit $1 - \alpha$ durch zufällige Abweichungen verursacht sein kann. Man prüft dabei die Hypothese, daß \bar{x}_1 und \bar{x}_2 verschiedene Schätzungen für den Erwartungswert derselben normalverteilten Grundgesamtheit sind und damit auch $\sigma_1 = \sigma_2$ ist.

Ob die Voraussetzung $\sigma_1 = \sigma_2$ erfüllt ist, kann mit Hilfe des F -Tests (s. 9.3.5.4) geprüft werden. Für ein Prüfverfahren bei $\sigma_1 \neq \sigma_2$ s. Anderson u. Bancroft (1952), Hald (1952). Ist außerdem die Annahme einer normalverteilten Grundgesamtheit nicht zulässig, so kann der X -Test benutzt werden (van der Waerden u. Nievergelt (1956)).

Die beste Schätzung für die theoretische Varianz dieser Grundgesamtheit ist das Mittel s^2 aus den Varianzen s_1^2 und s_2^2 nach Gl. (9.28), gewogen mit der Anzahl der Freiheitsgrade $n_i - 1$:

$$s^2 = \frac{(n_1 - 1)s_1^2 + (n_2 - 1)s_2^2}{(n_1 - 1) + (n_2 - 1)}. \quad (9.93)$$

Damit ergibt sich die Standardabweichung der Differenz $\bar{x}_1 - \bar{x}_2$

$$s_{(\bar{x}_1 - \bar{x}_2)} = s \sqrt{\frac{1}{n_1} + \frac{1}{n_2}}. \quad (9.94)$$

Die Größe $|\bar{x}_1 - \bar{x}_2|/s_{(\bar{x}_1 - \bar{x}_2)}$ ist dann mit $\nu = n_1 + n_2 - 2$ Freiheitsgraden nach Student verteilt.

Der Tab. T 9.11 im Anhang kann entnommen werden, wie groß der Wert τ ist, der mit einer vereinbarten Irrtumswahrscheinlichkeit α von t überschritten wird. Ist $t > \tau$, so ist unter den obigen Voraussetzungen der Unterschied zwischen \bar{x}_1 und \bar{x}_2 mit dem Vertrauensniveau $1 - \alpha$ nicht durch zufällige Abweichungen bedingt. \bar{x}_1 und \bar{x}_2 können dann Schätzungen für zwei verschiedene Meßgrößen sein, die Differenz kann aber auch durch unerkannte systematische Abweichungen hervorgerufen sein.

9.3.5.3 Ausscheiden einzelner Meßwerte

Zuweilen kommt es vor, daß ein oder mehrere Meßwerte x_i einer Meßreihe unerwartet weit vom Mittelwert entfernt liegen. Man ist dann versucht, diese als Ausreißer zu verwerfen. Vor einem solchen unbegründeten Vorgehen muß eindringlich gewarnt werden. Richtig ist vielmehr, zunächst die Anzahl der Messungen zu erhöhen und damit den Einfluß der vermeintlichen Ausreißer auf den Mittelwert herabzusetzen. Außerdem sollte man sich bemühen, die Ursache für die Ausreißer herauszufinden, im besonderen, ob sie z.B. durch Ablesefehler oder vorübergehende systematische Abweichungen hervorgerufen sein können. Immerhin wird die Beurteilung und die weitere Behandlung der Ausreißer erleichtert, wenn man weiß, mit welcher Wahrscheinlichkeit sie überhaupt auftreten können. Eine Aussage darüber, mit welcher Wahrscheinlichkeit ein Meßwert x_{n+1} vorkommen kann, ist mit Hilfe des unter 9.3.5.2 beschriebenen Verfahrens möglich, wenn $n_2 = 1$ gesetzt wird. Dann ist

$$t = \frac{|x_{n+1} - \bar{x}|}{s_{\bar{x}} \sqrt{n+1}} \quad (9.95)$$

wobei \bar{x} und $s_{\bar{x}}$ nur aus den übrigen n Meßwerten gebildet werden. Findet man auf diese Weise, daß mehrere Meßwerte sehr unwahrscheinlich sind, so muß auch bezweifelt werden, daß die Grundgesamtheit durch eine Normalverteilung beschrieben wird, wie bei der Student-Verteilung angenommen. Es sollte dann ein Chi-Quadrat-Test (s. 9.3.5.5) ausgeführt werden.

9.3.5.4 Vergleich der Streuungen zweier Meßreihen

Oft ist es notwendig, mehrere Meßreihen zusammenzufassen, um so die Unsicherheit für den Mittelwert zu vermindern. Dazu müssen diese Meßreihen nicht nur hinsichtlich ihres Mittelwertes statistisch konsistent sein, sondern auch hinsichtlich ihrer Standardabweichungen, d.h. die Meßreihen müssen Stichproben derselben Grundgesamtheit sein. Oder es soll geprüft werden, ob mehrere Meßreihen die gleiche Varianz aufweisen. Auch wenn die Meßreihen konsistent sind, wird zu erwarten sein, daß ihre Standardabweichungen streuen. Um die Wahrscheinlichkeit für diese Streuung zu ermitteln, wird die Verteilung der Größe $F = s_1^2/s_2^2$ berechnet mit der Hypothese, daß s_1 und s_2 Schätzungen für σ derselben normalverteilten Grundgesamtheit sind (s_i Standardabweichung der i -ten Stichprobe, bestehend aus n_i Einzelmessungen). Aus der F -Verteilung (F nach Fisher) erhält man für bestimmte Irrtumswahrscheinlichkeiten α Grenzen für F , die von der Anzahl der Freiheitsgrade $\nu_1 = n_1 - 1$ und $\nu_2 = n_2 - 1$ abhängen. Bei diesem F -Test ist $s_1 > s_2$ zu wählen ($F > 1$). Tab. T 9.12 im Anhang enthält Zahlenwerte für die oberen Grenzen F_u , die von F mit der Irrtumswahrscheinlichkeit α überschritten werden. Die untere Grenze F_l , die mit der Irrtumswahrscheinlichkeit α unterschritten wird, ergibt sich aus der Beziehung

$$F_l(\nu_1, \nu_2) = 1/F_u(\nu_2, \nu_1). \quad (9.96)$$

Damit gilt

$$\Pr(1/F_u(\nu_2, \nu_1) < F < F_u(\nu_1, \nu_2)) = 1 - 2\alpha. \quad (9.97)$$

Von der jeweiligen Problemstellung hängt es ab, ob die einseitige Irrtumswahrscheinlichkeit α oder die zweiseitige 2α zu benutzen ist.

Das Verfahren kann auf r Meßreihen mit jeweils n_i Einzelmeßwerten verallgemeinert werden. Dabei wird die mittlere Varianz von $r - 1$ Meßreihen gemäß

$$s^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{r-1} (n_i - 1) s_i^2; \quad N = \sum_{i=1}^{r-1} (n_i - 1) \quad (9.98)$$

ermittelt und $F = s_r^2 / s^2$ untersucht, wobei s_r^2 die auf Konsistenz zu prüfende Varianz ist. Die Anzahl der Freiheitsgrade im Zähler beträgt $n_r - 1$, im Nenner N . Wird dabei eine Meßreihe als statistisch inkonsistent ausgeschlossen, so kann das Verfahren mit einer aus $r - 2$ Meßreihen neu berechneten Varianz wiederholt werden, usw. Wenn die Standardabweichung der Grundgesamtheit aus vielen früheren Messungen bereits gut bekannt ist, kann diese für s genommen und $N = \infty$ gesetzt werden.

Liegen r unabhängige Stichproben mit jeweils der gleichen Anzahl n von Einzelmessungen vor, so kann als vereinfachtes Verfahren der Cochran-Test angewendet werden. Prüfgröße ist dabei

$$G = \max(s_j^2) / \sum_{i=1}^r s_i^2. \quad (9.99)$$

Tab. T 9.13 im Anhang enthält Zahlenwerte für G_u , die von G mit der Irrtumswahrscheinlichkeit α überschritten werden.

9.3.5.5 Prüfung mehrerer Mittelwerte auf Konsistenz

Der F -Test kann auch angewendet werden, um zu entscheiden, ob die Mittelwerte \bar{x}_i , die aus r Stichproben mit jeweils der gleichen Anzahl n von Einzelmeßwerten gewonnen werden und die Standardabweichungen $s_{\bar{x}_i}$ nach Gl. (9.29) besitzen, statistisch konsistente Schätzungen für den Erwartungswert der Meßgröße sind. Prüfgröße ist dabei

$$F = \frac{1}{r-1} \sum_{i=1}^r (\bar{x}_i - \bar{\bar{x}}) / \frac{1}{r} \sum_{i=1}^r s_{\bar{x}_i}^2; \quad \bar{\bar{x}} = \frac{1}{r} \sum_{i=1}^r \bar{x}_i \quad (9.100)$$

bei $r - 1$ und $n - 1$ Freiheitsgraden im Zähler bzw. Nenner. Überschreitet F die obere Grenze F_u zur vorgegebenen Irrtumswahrscheinlichkeit α , so sind die Stichprobenmittelwerte \bar{x}_i statistisch inkonsistent (s.a. 9.3.4.3, Pkt. 2).

9.3.5.6 Chi-Quadrat-Test

Der Chi-Quadrat-Test gestattet eine Wahrscheinlichkeitsaussage darüber, ob die festgestellte Häufigkeitsverteilung der n Meßwerte einer Stichprobe mit einer angenommenen Verteilung der Grundgesamtheit, z.B. mit der Wahrscheinlichkeitsdichte $f_X(x)$ der Meßgröße X verträglich ist. Dazu werden die möglichen Meßwerte x in N Klassen (Intervalle) so eingeteilt, daß im allgemeinen mindestens 5 Klassen mit jeweils mindestens 5 Einzelmeßwerten gebildet werden. Bei weniger als 5 Klassen sollte die Anzahl der Meßwerte in jeder Klasse wesentlich größer als 5 sein. Zweckmäßigerweise werden Klassen mit weniger als 5 Meßwerten mit einer Nachbarklasse vereinigt.

Mit der Anzahl (Häufigkeit) k_i ($i = 1, \dots, N$) der Meßwerte in der Klasse i mit den unteren und oberen Klassengrenzen $x_{l,i}$ bzw. $x_{u,i}$ und der Wahrscheinlichkeit

$p_i = \Pr(x_{l,i} < x \leq x_{u,i}) = F_X(x_{l,i}) - F_X(x_{u,i})$, daß ein Meßwert in diese Klasse fällt, ist die Prüfgröße definiert durch

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^N (k_i - np_i)^2 / np_i. \quad (9.101)$$

Der Tab. T 9.10 im Anhang entnimmt man die Werte $\chi^2(\nu, \alpha)$, die von χ^2 mit der Irrtumswahrscheinlichkeit α überschritten werden. Die Verteilung von χ^2 hängt von der Anzahl $\nu = N - r - 1$ der Freiheitsgrade ab, wobei r die Anzahl der Parameter in der angenommenen Verteilung ist, die aus den Meßwerten geschätzt werden müssen.

Es sollte $\chi^2(\nu, 1 - \alpha) < \chi^2 < \chi^2(\nu, \alpha)$ sein. Wenn diese Bedingung nicht erfüllt ist, sollten das Meßverfahren und die angenommene Verteilung überprüft werden. Der hier beschriebene Chi-Quadrat-Test hängt eng mit der in 9.3.4.1 behandelten Prüfung zusammen.

Prüfung auf Normalverteilung Dabei werden die n Meßwerte x_i in N (mindestens 5) Klassen mit je mindestens 5 Meßwerten eingeteilt – die beiden Randklassen müssen als Grenzen $-\infty$ und $+\infty$ besitzen – und die Anzahl k_i der Meßwerte in jeder Klasse ermittelt. Mit den aus der Meßreihe nach den Gln. (9.27) und (9.28) bestimmten Schätzungen \bar{x} und s für die Parameter μ und σ der angenommenen Normalverteilung wird dann die erwartete Anzahl np_i von Meßwerten nach den Gln. (9.19) und (9.20) berechnet und χ^2 gemäß Gl. (9.101) gebildet. Die Anzahl der Freiheitsgrade beträgt hier $N - 3$.

Prüfung auf Poisson-Verteilung Liegt für eine Zählgröße eine Stichprobe vor, die aus n nicht untersetzt gezählten Meßwerten (Anzahlen) x_i besteht – z.B. aus den Anzahlen registrierter Ereignisse bei Kernstrahlungsmessungen –, deren Mittelwert $\bar{x} \gg 1$ ist, so gehorcht bei einer nach Poisson verteilten Grundgesamtheit (s. 9.3.1.4) der Poisson-Dispersionsindex $\chi^2 = (n - 1)s^2/\bar{x}$ mit s nach Gl. (9.28) einer Chi-Quadrat-Verteilung zum Freiheitsgrad $n - 1$. Mit Hilfe der Werte für $\chi^2(n - 1, \alpha)$ aus Tab. T 9.10 im Anhang kann also geprüft werden, ob die Verteilung der Meßwerte bei der angenommenen Irrtumswahrscheinlichkeit α mit einer nach Poisson verteilten Grundgesamtheit vereinbar ist. Einen ersten Eindruck darüber, ob eine solche Verteilung vorliegt, gewinnt man durch Prüfung der Beziehung

$$1 - \sqrt{\frac{2}{n-1}} \lesssim \frac{\hat{x} - \check{x}}{\sqrt{nx_m}} \lesssim 1 + \sqrt{\frac{2}{n-1}} \quad (9.102)$$

($\hat{x} - \check{x}$ maximaler bzw. minimaler Meßwert, x_m Median, s. 9.3.2.1), die bei einer Poisson-Verteilung mit einer Wahrscheinlichkeit von etwa 95% erfüllt ist. Für den Dispersionsindex gilt näherungsweise

$$\chi^2 \approx \frac{n-1}{n} \frac{(\hat{x} - \check{x})^2}{x_m} \quad (9.103)$$

9.3.6 Weitere Hinweise

9.3.6.1 Graphische Darstellung von Meßreihen

Der Rechenaufwand, der für die analytische Darstellung $y = f(x)$ einer Meßreihe bei einer gemessenen Funktion notwendig ist, ist oft erheblich. Es lohnt sich daher, zunächst zu prüfen, ob er in Anbetracht der Meßunsicherheit überhaupt gerechtfertigt ist. Die graphische Darstellung ist dafür

eine brauchbare Methode; denn auch ein ungeübter Zeichner kann die Meßpunkte (Einzelmeßwerte, Mittelwerte oder Meßergebnisse) mit einer Unsicherheit von 0,5 mm in ein Diagramm eintragen. Für einen ersten Überblick genügt dazu Millimeterpapier. Sind die Unsicherheiten (Standardabweichungen oder Vertrauensintervalle) der eingetragenen Werte ermittelt, so werden sie als Balken (evtl. für beide Koordinaten x und y) eingezeichnet oder als Rechtecke, die die Meßpunkte umgeben. Sodann wird von Hand eine – abgesehen von vielleicht vorhandenen Knick- oder Sprungstellen – glatte Kurve eingezeichnet, die möglichst nahe an den Meßpunkten vorbeiführt.

Besser als eine Wertetabelle zeigt die graphische Darstellung, die oft auf einfache Weise mittels eines Rechners auf einem Bildschirm erzeugt werden kann, wie stark die gemessenen Werte streuen, ob einzelne ganz aus der Reihe fallen und an welcher Stelle gegebenenfalls weitere Messungen vorzunehmen sind.

Ist die Art des analytischen Zusammenhangs $y = f(x)$ bekannt oder wird sie vermutet, so wird die graphische Darstellung besonders einfach, wenn die Koordinaten so transformiert werden können, daß sich eine lineare Abhängigkeit

$$h(y) = a + bg(x) \quad (9.104)$$

ergibt. Wenn die Meßpunkte mit den Koordinaten $u_i = g(x_i)$ und $v_i = h(y_i)$ aufgetragen werden, so erhält man – auf Grund der Streuungen näherungsweise – eine Gerade, wenn der vermutete Zusammenhang tatsächlich besteht. Tabellen über derartige Transformationen zur Linearisierung s. Flüge (1955).

Beispiele

$y = f(x)$	$h(y) = a + bg(x)$	u	v
$y = Ae^{(Bx^n)}$	$\lg y = \lg A + x^n B \lg e$	x^n	$\lg y$
$y = Ax^B$	$\lg y = \lg A + B \lg x$	$\lg x$	$\lg y$

Die Koordinatentransformation kann oft ohne Rechnung dadurch erreicht werden, daß man Spezialpapiere benutzt, deren Achsen nach den transformierten Koordinaten geteilt sind. Folgende Papiere sind handelsüblich:

u	v	Bezeichnung	als Gerade wird dargestellt
x	y	Millimeterpapier	$y = y_0 + a(x - x_0)$; $y = mx + n$
x	$\lg y$	Exponentialpapier, Einfach-Log-Papier	$y = y_0 \exp(a(x - x_0))$
$\lg x$	$\lg y$	Potenzpapier, Doppel-Log-Papier	$(y - y_0)^m (x - x_0)^n = a$ $y = y_0 + a/(x - x_0)$ $(ax + b)/(cy + d) = k$; $(c \neq 0)$
$1/x$	$\lg y$		$y = y_0 \exp(-a/(x - x_0))$
x	$y = \Phi(v)$	Wahrscheinlichkeitspapier	$y = y_0 + \frac{a}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-a^2(t - x_0)^2) dt$
x	y	Polarpapier (x als Winkel, y als Abstand vom Zentrum aufgetragen)	$y = y_0 / \cos(x - x_0)$

Eine glatte Kurve durch die Meßpunkte einer gemessenen Kurve kann auch durch gewichtetes Mittel benachbarter Meßwerte x_i der Funktionswerte gewonnen werden. Die geglätteten Werte z_i ergeben sich aus

$$z_i = \sum_{k=-m}^m a_k x_{i+k}; \quad \sum_{k=-m}^m a_k = 1. \quad (9.105)$$

Geeignete Gewichte a_k für äquidistant, z.B. über den Index i aufgetragene Meßwerte x_i mit vergleichbaren oder ohne angegebene Unsicherheiten findet man bei Savitzki u. Golay (1964) und Müller (1974). Die Gewichte und m sind so zu wählen, daß die Kriterien nach den Gl. (9.65) oder (9.68) erfüllt sind, wobei grob $v \approx n$ zu setzen ist ($n = v_X$ Anzahl der Meßwerte). Eine einfache Möglichkeit besteht darin, mit der Wahl $m = 1$, $a_k = 1/3$ lediglich jeden Meßwert mit seinen beiden nächsten Nachbarwerten zu mitteln – dabei sind noch $x_0 = x_1$ und $x_{n+1} = x_n$ zu setzen – und diese Prozedur so oft zu wiederholen, bis das entsprechende Kriterium erfüllt ist, wobei als Näherung $v \approx n (1 - (1/4)\sqrt{3/r})$ (r Anzahl der Mittelungen) angenommen werden kann.

9.3.6.2 Hinweise für die rechnerunterstützte Auswertung

Bei der Auswertung von Messungen sind im allgemeinen sehr viele Rechenoperationen auszuführen. Darum ist es vorteilhaft, zur Unterstützung Computer einzusetzen, die sich für wissenschaftliche Aufgaben z.B. in den Sprachen FORTRAN oder BASIC programmieren lassen. Für alle modernen Rechenanlagen, einschließlich der Personal-Computer, gibt es einfach ansprechbare Unterprogramme für statistische Aufgaben und für Matrixoperationen, die in jedem Auswertungsprogramm benutzt werden können und auch sollten, weil sie optimiert und getestet sind. Oft stehen auch größere Programme zur Verfügung, z.B. für die Lösung von Gleichungssystemen und für die Kurvenapproximation, die leicht der vorliegenden Auswertungsaufgabe angepaßt werden können (Engeln-Müllges u. Reutter (1988), Press u.a. (1988)).

Das Programmieren auch komplizierter Matrixoperationen ist nicht sehr schwierig. Dies werde an Gl. (9.36) gezeigt, die eine zentrale Rolle bei der Fortpflanzung von Unsicherheiten spielt. Das folgende Programmbeispiel in der verbreiteten Sprache FORTRAN berechnet im Teil 1 die Matrix $Q = (q_{ik}) = F_y^{-1} F_x = (-\partial Y_i / \partial X_k |_{x,y})$ und im Teil 2 die Kovarianzmatrix $S_y = Q S_x Q^T$. Es benutzt ein beizufügendes Unterprogramm F(X,Y), das y aus x an Hand der Gleichung $F(x, y) = O$ ermittelt, also das Modell darstellt. Die Matrix Q läßt sich mit einer im Rahmen der in 9.3.3.2 genannten Voraussetzungen meist ausreichenden Näherung leicht mittels Differenzenquotienten auch ohne die Matrizen F_x und F_y wie folgt berechnen: Zur Bestimmung des Matrixelementes q_{ik} werden das Element x_k von x um $(1/2)\sqrt{s_{x,kk}} = s_{x,k}/2$ verkleinert und vergrößert und jedesmal die zugehörigen veränderten Werte $y_a^{(k)}$ bzw. $y_b^{(k)}$ für y aus dem Modell $F(x, y) = O$ ermittelt. Dann gilt näherungsweise

$$q_{ik} = (y_{a,i}^{(k)} - y_{b,i}^{(k)}) / s_{x,k}; \quad (i = 1, \dots, v_Y; \quad k = 1, \dots, v_X). \quad (9.106)$$

Die Felder X, Y, YA, YB, SX, SY, Q im Programm stehen für die Matrizen $x, y, y_a^{(k)}, y_b^{(k)}, S_x, S_y$ bzw. Q ; NX und NY für v_X bzw. v_Y . Die Hilfsvariablen DX, H1 und H2 dienen einem schnelleren Programmablauf. Alle Felder sind den Matrizen entsprechend zu dimensionieren. SX kann auch als FUNCTION-Unterprogramm oder als Formelfunktion definiert sein. Das Programmstück für die Berechnung der Kovarianzmatrix S_y nach Gl. (9.36) lautet

```

1) DO 1 K = 1, NX                                Q nach Gl. (9.106)
      DX = SQRT(SX(K,K))
      X(K) = X(K) - DX/2.0
      CALL F(X, YA)
      X(K) = X(K) + DX
      CALL F(X, YB)
      X(K) = X(K) - DX/2.0
      DO 1 I = 1, NY
        Q(I,K) = (YA(I) - YB(I)) / DX

```

2) DO 4 I = 1, NY
 DO 4 K = 1, I
 H1 = 0.0
 DO 3 J = 1, NX
 H2 = 0.0
 DO 2 L = 1, NX
 2 H2 = H2+SX (J, L) *Q (K, L)
 3 H1 = H1+Q (I, J) *H2
 SY (I, K) = H1
 4 SY (K, I) = H1

$$S_y = Q S_x Q^T$$

Literatur zu 9.3

- Allisy, A. (1980): Some Statistical Methods Used in Metrology. Proceedings of the International School of Physics „Enrico Fermi“, Course LXVIII: Metrology and Fundamental Constants. Amsterdam: North-Holland
- Anderson, R.L., Bancroft, T.A. (1952): Statistical Theory in Research. New York: McGraw-Hill
- Beyer, O.; Hackel, H.; Pieper, V.; Tiedge, J. (1988): Wahrscheinlichkeitsrechnung und mathematische Statistik. Math. f. Ing., Naturwissensch., Ökonomen und Landwirte, Bd. 17, 5. Aufl. Leipzig: Teubner
- Blume, J.: Statistische Methoden für Ingenieure und Naturwissenschaftler. Düsseldorf: VDI-Verlag 1970 (Bd. 1), 1974 (Bd. 2)
- Cramér, H. (1974): Mathematical Methods of Statistics. Princeton: Princeton Univ. Press
- Dallmann, H.; Elster, K.H. (1991): Einführung in die höhere Mathematik. Bd. III, 2. Aufl. Jena: Fischer
- DIN 1303: Vektoren, Matrizen, Tensoren. Berlin: Beuth 1987
- DIN 1319: Grundbegriffe (-lagen) der Meßtechnik. Berlin: Beuth 1995 (Teil 1), 1995 (Teil 3, Entwurf), 1985 (Teil 4)
- DIN 13303: Stochastik. Berlin: Beuth 1982 (Teile 1 und 2)
- DIN 55350: Begriffe der Qualitätssicherung und Statistik. Berlin: Beuth 1982 (Teile 21 bis 24)
- Fisz, M. (1980): Wahrscheinlichkeitsrechnung und mathematische Statistik. 10. Aufl. Berlin: Dt. Verlag der Wiss.
- Flügge, S. (1955): Handbuch der Physik, Bd. 2. Berlin: Springer
- Gnedenko, B.W. (1962): Lehrbuch der Wahrscheinlichkeitsrechnung. 3. Aufl. Berlin: Akademie-Verlag
- Hald, H. (1952): Statistical Theory with Engineering Applications. New York: Wiley
- Höpcke, W. (1980): Fehlerlehre und Ausgleichsrechnung. Berlin: de Gruyter
- ISO (1993): Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement. Genf: Int. Org. Standardization
- Deutsche Übersetzung (1995): Leitfaden zur Angabe der Unsicherheit beim Messen. Berlin: Beuth
- Kendall, M.G.; Stuart, A. (1963): The advanced Theory of Statistics. London: Griffin. (Bd. 1), 1961 (Bd. 2)
- Klotz, G.R. (1976): Statistik. Braunschweig: Vieweg
- Ludwig, R. (1969): Methoden der Fehler- und Ausgleichsrechnung. Braunschweig: Vieweg
- Müller, J.W. (1974): On the Smoothing of Empirical Spectra. Paris: Bureau International des Poids et Mesures BIPM-74/1
- Müller, P.H. (Hrsg) (1983): Wahrscheinlichkeitsrechnung und mathematische Statistik. Lexikon der Stochastik. 4. Aufl. Berlin: Akademie-Verlag
- Noack, S. (1980): Auswertung von Meß- und Versuchsdaten mit Taschenrechner und Tischcomputer. Berlin: de Gruyter
- Press, H.E.; Flannery, B.P.; Teukolsky, S.A.; Vetterling, W.I. (1992): Numerical Recipes. 2. Aufl. Cambridge: Cambridge Univ. Press
- Rao, C.R. (1973): Linear Statistical Inference and Its Applications. 2. Aufl. New York: Wiley
- Rasch, D. (1978): Einführung in die mathematische Statistik. 2. Aufl. Berlin: Dt. Verlag d. Wiss. (Bd. I), 1984 (Bd. II)
- Sachs, L. (1974): Angewandte Statistik. Berlin: Springer
- Savitzki, A.; Golay, M.J.F. (1964): Smoothing and Differentiation of Data by Simplified Least Squares Procedures. Anal. Chemistry 36, 1627

- Schmidt, W. (1976): Lehrprogramm Statistik mit zusätzlichen Beispielen aus den Naturwissenschaften. Taschentext 46, Weinheim: Verlag Chemie
- Smirnow, N.W.; Dunin-Barkowski, I.W. (1973): Mathematische Statistik in der Technik. 3. Aufl. Berlin: Dt. Verlag der Wiss.
- Spiegel, M.R. (1976): Statistik. New York: McGraw-Hill
- Stewart, G.W. (1973): Introduction to Matrix Computations. New York: Academic Press
- Storm, R. (1976): Wahrscheinlichkeitsrechnung, mathematische Statistik und statistische Qualitätskontrolle. 6. Aufl. Leipzig: Fachbuchverlag
- Taylor, J.R. (1982): An Introduction to Error Analysis. The Study of Uncertainties in Physical Measurements. Mill Valley: Univ. Science Books
- Topping, J. (1975): Fehlerrechnung. Eine Einführung für Naturwissenschaftler. Taschentext 29. Weinheim: Verlag Chemie
- van der Waerden, B.L. (1971): Mathematische Statistik. 3. Aufl. Berlin: Springer
- Welch, B.L. (1947): The Generalization of Student's Problem when Several Different Population Variances are Involved. *Biometrika* **34**, 28–35

Tabellenwerke

- Abramowitz, M.; Stegun, J.A. (1975): Handbook of Mathematical Functions. New York: Dover Publ.
- Engeln-Müllges, G.; Reutter, F. (1988): Formelsammlung zur Numerischen Mathematik mit Standard-FORTRAN-Programmen. 6. Aufl. Mannheim: BI-Wissenschaftsverlag
- Wissenschaftliche Tabellen Geigy (1980), Teilband Statistik. 8. Aufl. Basel: CIBA-Geigy
- Graf, U; Henning, H.J.; Stange, K. (1966): Formeln und Tabellen der mathematischen Statistik. Berlin: Springer
- Jahnke, E.; Emde, F.; Lösch, F. (1966): Tafeln höherer Funktionen. 7. Aufl. Stuttgart: Teubner
- Pearson, E.S.; Hardley, H.O. (1966): Biometrika Tables for Statisticians. 3. Aufl. Cambridge: Cambridge Univ. Press
- Reinfeld, M.; Tränkle, U. (1976): Signifikanztabellen statistischer Testverteilungen. München: Oldenbourg
- van der Waerden, B.L.; Nievergelt, E. (1956): Tafeln zum Vergleich zweier Stichproben mittels X-Test und Zeichentest. Berlin: Springer
- VDI 2739: Matrizenrechnung. Berlin: Beuth 1991

Inhaltsverzeichnis von Kapitel 10

10 Elektronik und Meßdatenerfassung

Redakteur: H.-J. Schuster

10.1	Analogtechnik (A. Braun)	63
10.1.1	Grundsaltungen mit Operationsverstärkern	63
10.1.1.1	Allgemeines	63
10.1.1.2	Nicht-invertierender Verstärker	64
10.1.1.3	Invertierender Verstärker	65
10.1.2	Meßschaltungen	66
10.1.2.1	Addierer	66
10.1.2.2	Subtrahierer	66
10.1.2.3	Trennverstärker	67
10.1.2.4	Integrator	68
10.1.2.5	Multiplizierer	69
10.1.2.6	Dividierer	70
10.1.3	Spannungs- und Stromquellen	70
10.1.4	Aktive Filter	72
10.2	Grundlagen der Digitaltechnik (P. Seyfried †)	72
10.2.1	Dualzahlen	73
10.2.2	Grundfunktionen	73
10.2.3	Grundsaltungen	76
10.2.4	Zählschaltungen	78
10.2.5	Aufbereitung von Signalen	80
10.2.5.1	Schutzschaltungen	80
10.2.5.2	Entprellen	81
10.2.5.3	Schwellenschalter (Schmitt-Trigger)	81
10.2.5.4	Differenzierschaltungen	82
10.2.6	Signalausgänge	82
10.3	Anwendungsspezifische Integrierte Schaltungen	
	(R. Oppermann)	85
10.3.1	Programmierbare Logikschaltungen (PLD)	86
10.3.1.1	Übersicht (Grundtypen und Technologie)	86
10.3.1.2	Grundlagen der PLD-Technik	88
10.3.1.3	Die Grundsaltungen PAL, PROM und PLA	91
10.3.1.4	Register-PLDs	94
10.3.1.5	Makrozellen-PLDs	96
10.3.2	Finite-State-Machines	98
10.3.3	PLD-Entwicklungssysteme	99
10.3.3.1	Anforderungen an die Entwicklungssoftware	100

10.3.3.2	Bestandteile eines PLD-Eingabedatensatzes	101
10.3.3.3	Ausgabeformate und Dokumentation	109
10.3.3.4	Logik-Analyse an einem Simulationsmodell	112
10.3.3.5	Bausteinestest mit Testvektoren	113
10.3.3.6	Programmiergeräte	113
10.4	Integrierte Schaltungen mit software determinierter Funktion (R. Oppermann)	115
10.4.1	Einführung	115
10.4.2	Mikrocontroller	115
10.4.2.1	Mikrocontroller-Familien	115
10.4.2.2	Auswahlkriterien für Mikrocontroller	117
10.4.2.3	Mikrocontroller mit dem Prozessorkern 6502	118
10.4.2.4	Struktur der Hardware	121
10.4.2.5	Grundlagen der Mikrorechnersoftware	122
10.4.2.6	Registermodell, Stackspeicher und Zeropage	124
10.4.2.7	Befehlsatz und Adressierungsarten	126
10.4.2.8	Beispiele für Programm-Module	130
10.4.3	Digitale Signalprozessoren	133
10.4.3.1	Grundlagen der digitalen Signalverarbeitung	133
10.4.3.2	Vorteile der digitalen Signalverarbeitung	134
10.4.3.3	Auswahlkriterien für digitale Signalprozessoren	134
10.4.3.4	Die DSP-Familie TMS320	135
10.4.3.5	Software-Entwicklungsunterstützung	137
10.4.3.6	DSP-Hardware-Unterstützung	139
10.5	Datenerfassung und Signalanalyse (J.-Uwe Varchmin)	141
10.5.1	Signale und Signalumsetzung	141
10.5.1.1	Signaltypen	141
10.5.1.2	Abtasttheorem, Antialiasingfilter	143
10.5.1.3	Abtast- und Halteschaltung (Sample and Hold)	144
10.5.1.4	Analog-Digital-Umsetzer	146
10.5.1.5	Fehler von A/D-Umsetzern	152
10.5.1.6	Digital-Analog-Umsetzer	155
10.5.1.7	Mehrkanalige Meßdatenerfassung	156
10.5.2	Rechnergestützte Meßsysteme	158
10.5.2.1	Der IEC-Bus	158
10.5.2.2	Serielle Busse	166
10.5.3	Signalverarbeitung mit digitalen Filtern	188
10.5.3.1	Kurzeinführung in die Laplace- und die z-Transformation	188
10.5.3.2	Digitale Filter	191
10.5.3.3	Tiefpässe	193
10.5.3.4	Hochpässe	194
10.5.3.5	Bandpässe	194
10.5.3.6	Regler	195
10.5.3.7	Simulation einer Regelstrecke mit einem Turbo-Pascal-Programm	197
10.6	Prozeßdatenverarbeitung (H. Schumny)	202
10.6.1	Grundlagen	202

10.6.1.1	Verfahren	203
10.6.1.2	Grundaufgaben	204
10.6.1.3	Typische Anwendungen	205
10.6.1.4	Codierung und Datensicherung	207
10.6.1.5	Ein- und Ausgaben	208
10.6.1.6	Instrumentierung	210
10.6.2	Schnittstellen und lokale Vernetzung	211
10.6.2.1	Einteilung von Schnittstellen nach verschiedenen Kriterien	212
10.6.2.2	Parallele Peripherieschnittstellen	213
10.6.2.3	Serielle Peripherieschnittstellen	215
10.6.2.4	Lokale Vernetzung	218
10.6.3	Software	221
10.6.3.1	Betriebssysteme und Programmierung	221
10.6.3.2	Programmiermethoden	223
10.6.3.3	Standard-Software	224
10.7	Leistungs- und Störeinflüsse	226
10.7.1	Rauschen (W. Kessel)	226
10.7.1.1	Innere Rauschquellen	226
10.7.1.2	Rauschzahl	227
10.7.1.3	Rauschtemperatur	228
10.7.1.4	Messung der Rauschtemperatur und der Rauschzahl	229
10.7.2	Äußere Störeinflüsse (A. Thiel)	230
10.7.3	Daten auf Leitungen (P. Seyfried †)	234
10.7.3.1	Anpassung	235
10.7.3.2	Übersprechen	236
10.8	Bauelemente (G. Hein)	238
10.8.1	Passive Bauelemente	238
10.8.1.1	Widerstände	238
10.8.1.2	Kondensatoren	239
10.8.1.3	Induktivitäten	239
10.8.1.4	Quarze	240
10.8.2	Aktive Bauelemente	241
10.8.2.1	Diode	241
10.8.2.2	Zener-Diode	242
10.8.2.3	Tunneldiode	243
10.8.2.4	Kapazitätsdiode	244
10.8.2.5	PIN-Diode	244
10.8.2.6	Thyristor	245
10.8.2.7	Transistoren	246
10.8.3	Optoelektronische Bauelemente	249
10.8.3.1	Photowiderstand	249
10.8.3.2	Photoelement	249
10.8.3.3	Photodiode	250
10.8.3.4	Phototransistor	250
10.8.3.5	Lumineszenz-Diode (Emitter-Diode, LED)	251
10.8.3.6	Optokoppler	251

10.8.3.7	Diodenlaser	252
10.8.4	Integrierte Schaltkreise (IC)	253
10.8.4.1	Operationsverstärker	253
10.8.4.2	Logische Schaltungen	254
10.9	Symbole und Schaltzeichen (Auszug aus IEC 617)	
	(H.-J. Schuster)	257

10 Elektronik und Meßdatenerfassung

Redakteur: H.-J. Schuster

10.1 Analogtechnik (A. Braun)

10.1.1 Grundsaltungen mit Operationsverstärkern

10.1.1.1 Allgemeines

In der analogen elektrischen Meßtechnik kann man beinahe alle Aufgaben mit Schaltungen aus Transistoren, Kondensatoren und Widerständen lösen. Viel einfacher werden die Schaltungen jedoch, wenn statt dessen integrierte Operationsverstärker mit einer äußeren Beschaltung aus wenigen Bauelementen verwendet werden. Im Prinzip sind auch Operationsverstärker sehr komplexe Schaltungen aus einzelnen Bauelementen. Sie sind aber einer äquivalenten Schaltung aus diskreten Bauelementen weit überlegen, so daß sie heute als Standardbausteine gelten.

Moderne monolithisch integrierte Operationsverstärker (s. 10.8.4.1) haben Eigenschaften, die dem idealen Operationsverstärker (unendlich große Verstärkung, keine Fehlerspannung, keine Spannungsdrift) sehr nahe kommen. Beim Aufbau von Analogschaltungen mit diesen Operationsverstärkern sind deshalb nur noch wenige allgemeine Maßnahmen zu beachten.

Fig. 10.1 zeigt das Schaltsymbol des Operationsverstärkers. Zusätzlich zu den Signaleingängen und dem Signalausgang ist eine typische äußere Beschaltung mit Bauelementen angegeben, die bei allen Operationsverstärkern im praktischen Betrieb in dieser oder ähnlicher Form erforderlich ist, die jedoch der Übersichtlichkeit halber in den Schaltungsbeispielen fortgelassen ist. Beide Anschlüsse für die positive und die negative Betriebsspannung sind möglichst nahe am Anschluß mit einem keramischen Scheibenkondensator von etwa 10 nF zu versehen. Ein Trimm-Potentiometer (20 Umdrehungen) von meistens 10 k Ω dient dem Nullspannungsabgleich.

Verstärkung Die Leerlaufverstärkung (offene Verstärkung, open loop gain)

$$A_D = \frac{U_a}{U_{e1} - U_{e2}} = \frac{U_a}{U_D} \quad (10.1)$$

ist nur für niedrige Frequenzen groß und nimmt durch interne Schaltungsmaßnahmen aus Stabilitätsgründen mit steigender Frequenz ab (Fig. 10.2). Die nutzbare Frequenzbandbreite ergibt sich angenähert aus dem Schnittpunkt der durch äußere Beschaltung des Operationsverstärkers (s. 10.1.1.2 und 10.1.1.3) eingestellten Linie konstanter Verstärkung A (Fig. 10.2, gestrichelt) mit der Leerlaufverstärkungskurve. Bei einer 100fachen Spannungsverstärkung (≈ 40 dB) ergibt sich aus Fig. 10.2 eine Grenzfrequenz von etwa 30 kHz.

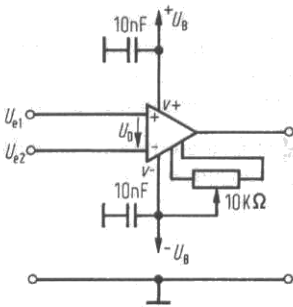


Fig. 10.1 Grundschriftung des Operationsverstärkers
 U_{e1} , U_{e2} Eingangsspannungen
 U_a Ausgangsspannung

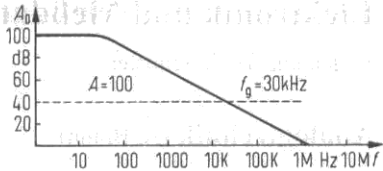


Fig. 10.2 Abhängigkeit der Leerlaufverstärkung A_D (durchgezogen) und einer durch äußere Beschaltung eingestellten Verstärkung A (100fach, gestrichelt) von der Frequenz f .
 f_g Grenzfrequenz, bei der A_D auf den Wert A abgefallen ist

Aussteuerbarkeit Die maximale Amplitude der Ausgangsspannung ist in den Datenblättern angegeben und meist etwa 2 V geringer als die Betriebsspannung. Sie ist bei einfachen Operationsverstärkern nur bis zu Frequenzen von etwa 20 kHz erreichbar. Die Amplitude der Ausgangsstromstärke sollte 10 mA nicht überschreiten, und die kapazitive Belastung sollte geringer als 1 000 pF sein.

Offsetspannung Die in den Datenblättern angegebenen Werte für die Offsetspannung und ihre Temperaturdrift sind auf eine Gesamtverstärkung von 1 normiert. Zur Abschätzung ihres Einflusses müssen sie also noch mit der gewünschten Verstärkung multipliziert werden.

Widerstandswerte Die bei den beschriebenen Schaltungen verwendeten Widerstände haben im allgemeinen Werte zwischen 1 kΩ und 100 kΩ.

10.1.1.2 Nicht-invertierender Verstärker

Eine Schaltung zur Verstärkung ohne Phasendrehung zeigt Fig. 10.3. Die Funktion dieser Schaltung (wie auch der weiter unten beschriebenen Schaltungen) ist leicht erkennbar, wenn man zwei für alle normalen Anforderungen zutreffende Annahmen macht:

– Die Leerlaufverstärkung A_D ist mit Werten von typisch 10^5 so hoch, daß Ausgangsspannungen im erlaubten Aussteuerbereich schon mit vernachlässigbar kleinen Differenzspannungen ($U_D \leq 0,1$ mV) erzeugt werden können:

$$U_{e2} \approx U_{e1} \quad (10.2)$$

– Die Eingangsstromstärken I_D beider Eingänge sind mit typischen Werten von $I_D \leq 50$ nA vernachlässigbar klein.

Unter diesen beiden Annahmen folgt für die Verstärkung

$$A = \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_a}{U_{e1}} \approx \frac{U_a}{U_{e2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (10.3)$$

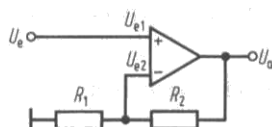


Fig. 10.3 Nicht-invertierender Verstärker
 (Verstärkung $A = \frac{R_2 + R_1}{R_1}$),
 Anschlußbezeichnungen wie in Fig. 10.1

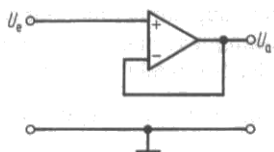


Fig. 10.4 Spannungsfollower (Verstärkung $A = 1$),
 Anschlußbezeichnungen wie in Fig. 10.1

Ein wichtiger Sonderfall (Spannungsfollower, Impedanzwandler) ergibt sich, wenn $R_2 = 0$ ist (Fig. 10.4). Die Verstärkung wird dann

$$A = 1$$

Der Eingangswiderstand R_e der beiden Verstärkerschaltungen nach Fig. 10.3 und Fig. 10.4 liegt je nach Typ des verwendeten Operationsverstärkers und eingestellter Verstärkung zwischen $10^9 \Omega$ und $10^{13} \Omega$.

Der im Datenblatt angegebene Ausgangswiderstand R'_a des unbeschalteten Operationsverstärkers von mehreren 100Ω wird durch die Beschaltung im Verhältnis Leerlaufverstärkung A_D zu eingestellter Verstärkung A herabgesetzt. Der dann wirksame Ausgangswiderstand R_a ergibt sich als

$$R_a \approx R'_a \cdot \frac{A}{A_D} \quad (10.4)$$

10.1.1.3 Invertierender Verstärker

Eine Schaltung zur Verstärkung bei gleichzeitiger Phasendrehung um 180° (Invertierer, Umkehrverstärker) zeigt Fig. 10.5

$$A = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (10.5)$$

Eine Besonderheit dieser Schaltung gegenüber den in 10.1.1.2 beschrieben ist die Möglichkeit, auch Verstärkungsfaktoren $A < 1$ zu erreichen ($R_2 < R_1$).

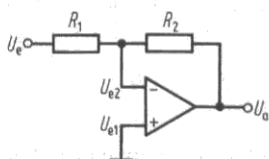


Fig. 10.5
 Invertierender Verstärker
 (Verstärkung $A = -\frac{R_2}{R_1}$),
 Anschlußbezeichnungen wie in Fig. 10.1

Der Eingangswiderstand R_e ergibt sich mit $U_{e1} = 0$ und $U_{e2} \approx U_{e1}$ zu

$$R_e \approx R_1 \quad (10.6)$$

Obwohl in dieser Schaltung nur der nicht-invertierende Eingang mit dem elektrischen Nullpunkt verbunden ist, nimmt auch der invertierende Eingang praktisch dasselbe Potential an. Das wird als „virtueller Nullpunkt“ bezeichnet.

Der wirksame Ausgangswiderstand R_a ist, wie beim nicht-invertierenden Verstärker,

$$R_a \approx R'_a \cdot \frac{A}{A_D} \quad (10.7)$$

10.1.2 Meßschaltungen

10.1.2.1 Addierer

Die Addition einer beliebigen Anzahl von Spannungen kann mit einem Umkehrverstärker gemäß Fig. 10.6 erfolgen:

$$-U_a = \frac{R}{R_1} \cdot U_1 + \frac{R}{R_2} \cdot U_2 + \dots + \frac{R}{R_n} \cdot U_n \quad (10.8)$$

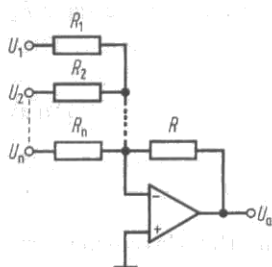


Fig. 10.6 Summiervverstärker
Anschlußbezeichnungen wie in Fig. 10.1

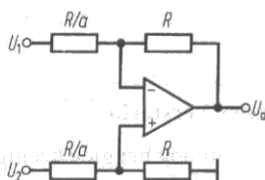


Fig. 10.7 Subtrahierverstärker
Anschlußbezeichnungen wie in Fig. 10.1
 a Verstärkungsfaktor

10.1.2.2 Subtrahierer

Eine einfache Schaltung zur Subtraktion zweier Spannungen zeigt Fig. 10.7:

$$U_a = a(U_2 - U_1) \quad (10.9)$$

Eine in der Meßtechnik häufig verwendete Variante ist der Elektrometersubtrahierer (Instrumentation Amplifier) nach Fig. 10.8:

$$U_a = (1 + 2a)(U_2 - U_1) \quad (10.10)$$

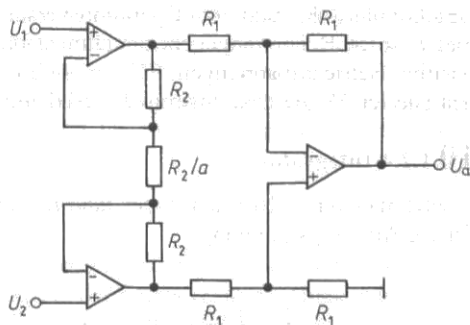


Fig. 10.8
Elektrometersubtrahierer
 a Verstärkungsfaktor

Gegenüber der Schaltung nach Fig. 10.7 ergeben sich drei Vorteile:

- Die Eingänge sind hochohmig und belasten damit die Spannungsquellen nicht.
- Die Verstärkung wird mit einem einzigen Widerstandswert eingestellt.
- Bei vergleichbaren Toleranzen der Widerstandswerte ist die Gleichtaktunterdrückung (Common Mode Rejection Ratio) größer.

Gleichtaktunterdrückung: Für $U_2 = U_1$ hat bei realen Schaltungen U_a nicht die Größe Null, sondern einen kleinen, endlichen Wert. Moderne Elektrometerverstärker weisen Gleichtaktunterdrückungen von bis zu 10^5 (≈ 100 dB) auf, d.h. für $U_2 = U_1 = 10$ V ergibt sich eine Ausgangsspannung von $U_a = 0,1$ mV.

10.1.2.3 Trennverstärker

Durch äußere Beschaltung mit Transistoren lassen sich mit Operationsverstärkern Meßspannungen bis etwa 200 V verarbeiten. Bei Anwendungen, bei denen der Meßspannung eine hohe Gleichtaktspannung überlagert ist (manchmal einige kV) und/oder bei denen eine galvanische Trennung von Ein- und Ausgang erforderlich ist (z.B. bei medizinischen Anwendungen), werden Trennverstärker (Isolation Amplifier), beispielsweise mit Optokopplern nach Fig. 10.9, eingesetzt.

Die Nichtlinearität des zur Meßwertübertragung und zur galvanischen Trennung eingesetzten Optokopplers OK1 wird dadurch kompensiert, daß ein Regelkreis aus einem gleichartigen

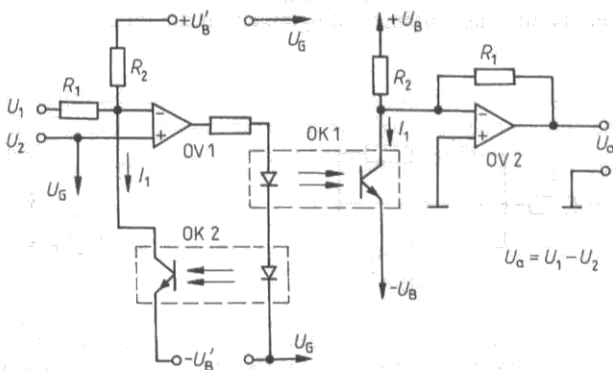


Fig. 10.9
Trennverstärker
OK1 Meß-Optokoppler
OK2 Vergleichs-Optokoppler
 U_G Gleichtaktspannung

Optokoppler OK2 und dem Operationsverstärker OV1 für die Linearisierung des Fotostromes I_1 sorgt. Bei der angegebenen Dimensionierung (gleiche Widerstandswerte R_2 , gleiche positive Betriebsspannungen $+U'_B = +U_B$) wird der Ausgangsfotostrom I_2 gleich dem linearisierten Vergleichsfotostrom I_1 und damit die Ausgangsspannung $U_a = U_1 - U_2$.

10.1.2.4 Integrator

Ersetzt man in Fig. 10.5 den Widerstand R_2 durch einen Kondensator (Fig. 10.10), ergibt sich für die Ausgangsspannung

$$U_a = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t U_e(\tau) d\tau + U_{a0}, \quad (10.11)$$

wobei U_{a0} die Ausgangsspannung zum Zeitpunkt $t = 0$ bedeutet, und das Produkt $R_1 \cdot C$ die Integrationszeitkonstante.

Als Wechselspannungsintegrator mit

$$U_e(t) = \hat{U}_e \sin \omega t$$

wird
$$U_a(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t \hat{U}_e \sin \omega \tau d\tau + U_{a0}$$

$$U_a(t) = +\frac{U_e}{\omega R_1 C} \cos \omega t + U_{a0} \quad (10.12)$$

Die Ausgangswechselspannung ist also um 90° voreilend (bedingt durch den Umkehrverstärker), und ihre Amplitude nimmt umgekehrt proportional zur Frequenz ab.

Im praktischen Einsatz ist ein derartiger Integrator jedoch nur bedingt brauchbar. Die bei den zuvor beschriebenen Schaltungen gemachte Annahme vernachlässigbarer Eingangsstromstärken ist hier nicht mehr zulässig. Selbst Stromstärken in der Größenordnung von nA verfälschen das Übertragungsverhalten innerhalb von Sekunden bis höchstens Minuten wesentlich durch zusätzliche Aufladung des Kondensators. Als Abhilfe kann in kurzen zeitlichen Abständen der Integrationskondensator über den Widerstand R und den Schalter S entladen und damit neue Anfangsbedingungen für die Integration erreicht werden (Fig. 10.10).

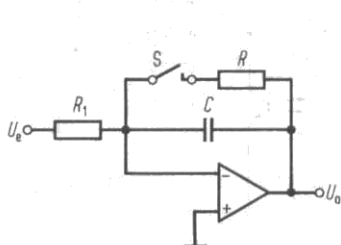


Fig. 10.10 Integrierer mit Rücksetzschaltung
Anschlußbezeichnungen wie in Fig. 10.1

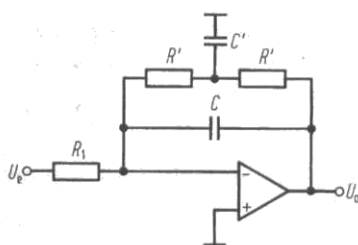


Fig. 10.11 Integrierer mit Nullspannungskompensation
Anschlußbezeichnungen wie in Fig. 10.1

Für Wechselspannungsanwendungen, bei denen der Integrator über längere Zeiten arbeitet, ist dieses Verfahren aber nicht anwendbar. Dann kann eine Schaltung nach Fig. 10.11 eingesetzt werden. Durch geeignete Dimensionierung der Bauelemente ($R \approx 20 \cdot R_1$ und $C' \approx 20 \cdot C$) wird das Wechselspannungsverhalten nur wenig beeinträchtigt, während infolge der endlichen (im Beispiel: 40fach entsprechend Gl. (10.5)) Gleichspannungsverstärkung keine Gleichspannungsprobleme mehr auftreten.

10.1.2.5 Multiplizierer

Im Prinzip kann ein Multiplizierer durch Zusammenschaltung von Operationsverstärkern, Transistoren und Widerständen aufgebaut werden. In der Praxis verwendet man jedoch integrierte Multiplizierer, die zwar intern auch aus Transistoren und Widerständen zusammengesetzt sind, deren Eigenschaften doch nicht ohne weiteres mit diskreten Bauteilen erreichbar sind, da die Bauelemente schon bei der Herstellung aufeinander abgestimmt werden.

Das Funktionsschema eines derartigen Multiplizierers zeigt Fig. 10.12. Die Übertragungsgleichung lautet:

$$U_a = \frac{U_x \cdot U_y}{10} \quad (10.13)$$

dabei sind U_x und U_y die Eingangsspannungen.

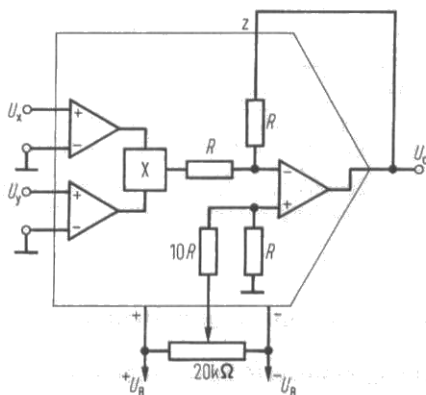


Fig. 10.12
Integrierter Multiplizierer
 U_x, U_y Eingangsspannungen
 U_a Ausgangsspannung

Der Multiplikationsfehler solcher integrierter Multiplizierer ist kleiner als 1% bezogen auf die Maximalspannung am Ausgang. Das Trimpmpotentiometer dient dem Nullspannungsabgleich.

Schaltet man die Eingänge parallel und legt ein Signal U_e an, erhält man mit der Übertragungsgleichung

$$U_a = \frac{U_e^2}{10} \quad (10.14)$$

einen Quadrierer.

10.1.2.6 Dividierer

Wird der Anschluß z als Eingang geschaltet, wird aus dem Multiplizierer ein Dividierer (Fig. 10.13) mit der Übertragungsgleichung

$$U_a = 10 \cdot \frac{U_y}{U_x} \quad (10.15)$$

dabei sind U_y und U_x die Eingangsspannungen.

Das zusätzliche Trimpotentiometer am Signalausgang dient zum Einstellen des Spannungsbereiches. In dieser Konfiguration ist der Übertragungsfehler größer (1% bis 2%) als bei der Multiplikation.

Wenn für bestimmte Anwendungen diese Genauigkeit nicht ausreichend ist, stehen auch integrierte Dividierer zur Verfügung, die speziell für diese Funktion optimiert sind. Mit ihnen lassen sich in weiten Eingangsspannungsbereichen die Übertragungsfehler unter 0,2% halten.

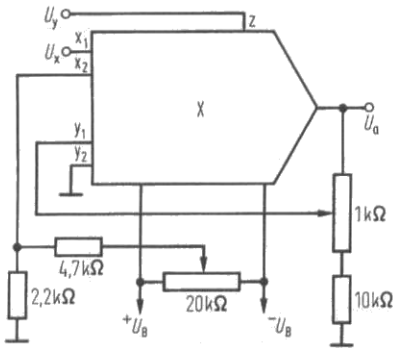


Fig. 10.13 Integrierter Dividierer
Bezeichnungen wie in Fig. 10.12

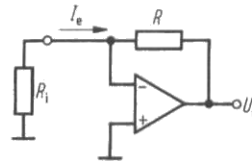


Fig. 10.14 Stromgesteuerte Spannungsquelle
 I_e Eingangsstromstärke
 U_a Ausgangsspannung

10.1.3 Spannungs- und Stromquellen

Spannungsgesteuerte Spannungsquelle Konstantspannungsquellen sind im allgemeinen nicht belastbar (z.B. Normalelemente) oder nur mit genau definierter Belastung zu betreiben (z.B. Zener-Dioden). Daher werden solchen Präzisions-Spannungsquellen Impedanzkonverter (evtl. mit einstellbarer Verstärkung) nachgeschaltet, die extrem hohe oder konstante Eingangsimpedanz mit sehr niedrigem Ausgangswiderstand kombinieren. Die in den Abschnitten 10.1.1.2 und 10.1.1.3 (Fig. 10.3 bis 10.5) beschriebenen Schaltungen sind für diesen Zweck sehr gut geeignet.

Stromgesteuerte Spannungsquelle Ersetzt man in Fig. 10.5 den Widerstand R_1 durch eine Stromquelle (z.B. Photodiode, Stromwandler), dann ergibt sich nach Fig. 10.14 eine Spannungsquelle mit der Übertragungsgleichung

$$U_a = -I_e \cdot R \quad (10.16)$$

Der Eingangswiderstand R_e (und damit die Belastung der Stromquelle) ergibt sich mit einer für praktische Anwendungen ausreichenden Genauigkeit zu

$$R_e \approx \frac{R}{A_D}$$

und ist damit für typische Werte ($R = 5 \text{ k}\Omega$; $A_D = 10^5$) sehr gering ($50 \text{ m}\Omega$). Der Ausgangswiderstand R_a ergibt sich aus Gl. (10.7) und Gl. (10.5) zu

$$R_e \approx \frac{R'_a}{A_D} \cdot \frac{R}{R_i} \quad (10.17)$$

und ist für typische Werte ($R'_a = 1 \text{ k}\Omega$; $R_i = 1 \text{ k}\Omega$) ebenfalls niedrig ($50 \text{ m}\Omega$).

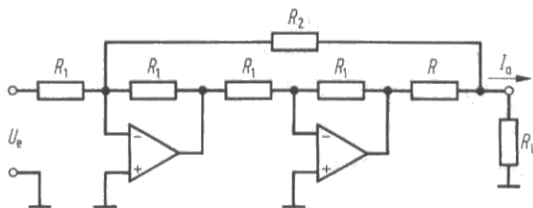
Es ist allerdings darauf zu achten, daß der Quellwiderstand R_i auch für Gleichstrom hinreichend groß ist, da die Nullspannung des Operationsverstärkers im Verhältnis $R : R_i$ verstärkt wird.

Spannungsgesteuerte Stromquelle Betrachtet man in Fig. 10.3 oder Fig. 10.5 den Widerstand R_2 als Verbraucher, so hat der Strom I_2 durch diesen Widerstand den Wert

$$I_2 = \frac{U_e}{R_1} \quad (10.18)$$

Beide Schaltungen unterscheiden sich durch ihren Eingangswiderstand (sehr hoch ohmig in Fig. 10.3 und $R_e = R_1$ in Fig. 10.5). Es kann allerdings eine Einschränkung bedeuten, daß der Verbraucherwiderstand nicht mit dem Nullpotential der Betriebsspannungsquelle verbunden ist.

Fig. 10.15
Spannungsgesteuerte Stromquelle
für geerdete Verbraucher
 U_e Eingangsspannung
 I_a Ausgangsstromstärke



Bei einseitig geerdeten Verbrauchern wird eine Schaltung nach Fig. 10.15 verwendet. Hier ergibt sich unter der Bedingung, daß der Widerstand $R_2 = R_1 - R$ gewählt wird, für die Ausgangsstromstärke

$$I_a = \frac{U_e}{R_1} \quad (10.19)$$

10.1.4 Aktive Filter

Während bei höheren Frequenzen (oberhalb 100 kHz) Filter aller gewünschten Charakteristika (sog. kritische, Bessel, Butterworth, Tschebyscheff, s. Tietze u. Schenk (1991) S. 391ff.) leicht mit Widerständen, Kondensatoren und Spulen aufgebaut werden können, ist im Niederfrequenzbereich die Realisierung der Spulen wegen der erforderlichen großen Induktivitätswerte schwierig.

Unter Verwendung von Operationsverstärkern mit einer äußeren Beschaltung lediglich aus Widerständen und Kondensatoren lassen sich dagegen auch für sehr niedrige Frequenzen (z.B. 50 Hz) alle Typen von Filtern problemlos aufbauen. Fig. 10.16 zeigt ein typisches Tiefpaßfilter zweiter Ordnung mit dem Frequenzgang

$$A\left(j\frac{\omega}{\omega_g}\right) = -\frac{R_2/R_1}{1 + j\omega C_2\left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1}\right) - \omega^2 C_1 C_2 R_2 R_3} \quad (10.20)$$

wobei $\omega_g/2\pi$ die gewünschte Grenzfrequenz des Filters ist.

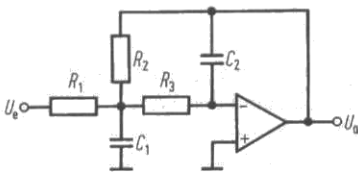


Fig. 10.16
Aktives Tiefpaßfilter
 U_e Eingangsspannung
 U_a Ausgangsspannung

Aus einem Koeffizientenvergleich mit der allgemeinen Gleichung für den Frequenzgang eines Tiefpasses zweiter Ordnung

$$A\left(j\frac{\omega}{\omega_g}\right) = \frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_g}a - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2 b} \quad (10.21)$$

lassen sich die Werte der einzelnen Bauelemente berechnen, wozu zweckmäßigerweise ein programmierbarer Taschenrechner benutzt wird. Die Faktoren a und b hängen vom gewählten Filtertyp ab. Sie sind in der Literatur tabellarisch angegeben (s. Tietze u. Schenk (1991) S. 405ff.).

Literatur zu 10.1

Tietze, U.; Schenk, Ch. (1991) Halbleiter-Schaltungstechnik 9. Aufl. Berlin-Heidelberg-New York: Springer

10.2 Grundlagen der Digitaltechnik (P. Seyfried †)

Die zunächst der Datenverarbeitung, Speicherung und Übertragung vorbehaltene Digitaltechnik dringt mit der Entwicklung immer komplexerer Systeme mehr und mehr in Gebiete vor, die bisher der Analogtechnik vorbehalten waren. Z.B. Regelungstechnik, Schallaufzeichnung, Bildaufzeichnung, Sprachsynthese. Hier werden nur einige, der Realisierung von

Grundfunktionen dienende Schaltungen näher beschrieben. Die weiteren Ausführungen betreffen Probleme, die bei der Anwendung digitaler Geräte im Laboratorium häufig auftreten.

Zusammenfassende Literatur: Haack (1984); Lancaster (1980); Leonhardt (1976); Steinbuch (1962 u. 1974); Texas Instrum. (1973 u. 1977); Tietze u. Schenk (1980); Valvo (1980); Zuiderveen (1981).

10.2.1 Dualzahlen

Eine digitale Schaltung wird durch die Abhängigkeit ihrer Ausgangsvariablen Y_k von ihren Eingangsvariablen X_i funktionell beschrieben. Die Variablen sind im allgemeinen binäre Signale mit zwei bedeutungsvollen Zuständen (vorzugsweise Spannungen), denen die Binärziffern „Null“ und „Eins“ (Symbole 0 bzw. 1) zugeordnet werden. Bei positiver Logik (active high) wird der positivere der zwei Signalzustände (high level, H), bei negativer Logik (active low) der negativere (low level, L) der „Eins“ zugeordnet. Ein binäres Signal stellt die kleinste (zweiwertige) Informationseinheit (das Bit) dar. Mehrere Bits lassen sich zu Zahlen unterschiedlicher Kodierung zusammenfassen. Bei der rein dualen Zahlendarstellung entspricht jedes Bit einer Stelle der Dualzahl, die sich in der Form

$$Z_{\text{dual}} = \sum_{i=1}^n \alpha_i 2^{i-1} \quad (10.22)$$

mit $\alpha_i = 0$ oder 1 darstellen läßt.

Werden drei binäre Stellen zusammengefaßt und den acht möglichen Kombinationen die Werte β_i zwischen 0 und 7 zugeordnet, so kommt man zur oktalen Zahlendarstellung

$$Z_{\text{okt}} = \sum_{i=1}^n \beta_i (2^3)^{i-1} \quad (10.23)$$

Bei der sedezimalen (häufig auch hexadezimal genannt) Zahlendarstellung bilden vier Bits die 16 Ziffern γ_i , die üblicherweise mit den Ziffern 0 bis 9 ergänzt durch die Buchstabenfolge A bis F geschrieben werden:

$$Z_{\text{hexa}} = \sum_{i=1}^n \gamma_i (2^4)^{i-1} \quad (10.24)$$

Um Daten digital zu erfassen und zu verarbeiten, wird fast ausschließlich der reine Dualcode verwendet, wegen dessen schlechter Lesbarkeit aber zur Ausgabe der Oktalkode und Sedezimalkode vorgezogen, wenn nicht der Dezimalkode verwendet wird, bei dem von den 16 möglichen Kombinationen aus vier Bits nur 10 ausgenutzt werden.

10.2.2 Grundfunktionen

Von den grundlegenden Funktionen zwischen logischen Variablen x_i (Steinbuch (1962), S. 105) sind hier die folgenden von besonderer Bedeutung:

$$\text{Negation} \quad y = \bar{x} \quad (10.25)$$

$$\text{Konjunktion} \quad y = x_1 \cdot x_2 = x_1 x_2 \quad (10.26)$$

$$\text{Disjunktion} \quad y = x_1 + x_2 \quad (10.27)$$

Für die Verknüpfungen gelten folgende Regeln der Booleschen Algebra (Steinbuch (1962), S. 112):

Kommutatives Gesetz:

$$x_1 x_2 = x_2 x_1 \quad x_1 + x_2 = x_2 + x_1 \quad (10.28), (10.29)$$

Assoziatives Gesetz:

$$x_1 (x_2 x_3) = (x_1 x_2) x_3 \quad (10.30a)$$

$$x_1 + (x_2 + x_3) = (x_1 + x_2) + x_3 \quad (10.30b)$$

Distributives Gesetz:

$$x_1 (x_2 + x_3) = x_1 x_2 + x_1 x_3 \quad (10.31a)$$

$$x_1 + x_2 x_3 = (x_1 + x_2)(x_1 + x_3) \quad (10.31b)$$

Absorptionsgesetz:

$$x_1 (x_1 + x_2) = x_1 \quad x_1 + x_1 x_2 = x_1 \quad (10.32a), (10.32b)$$

Tautologie:

$$xx = x \quad x + x = x \quad (10.33a), (10.33b)$$

Negation:

$$x\bar{x} = 0 \quad x + \bar{x} = 1 \quad (10.34a), (10.34b)$$

Doppelte Negation :

$$\overline{(\bar{x})} = x \quad (10.35)$$

De Morgans Gesetz:

$$\overline{x_1 x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2 \quad \overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \quad (10.36a), (10.36b)$$

Operationen mit 0 und 1:

$$x \cdot 1 = x \quad x + 0 = x \quad (10.37a), (10.37b)$$

$$x \cdot 0 = 0 \quad x + 1 = 1 \quad (10.38a), (10.38b)$$

$$\bar{0} = 1 \quad \bar{1} = 0 \quad (10.39a), (10.39b)$$

Weiterhin sind folgende Funktionen zu beachten, die sich auf die eingangs genannten Grundfunktionen zurückführen lassen:

$$\text{Antivalenz} \quad y = x_1 \oplus x_2 \quad \text{d.h.} \quad y = \begin{cases} 0, & \text{wenn } x_1 \equiv x_2 \\ 1, & \text{wenn } x_1 \not\equiv x_2 \end{cases} \quad (10.40)$$

$$\text{äquivalenz} \quad y = \overline{x_1 \oplus x_2} \quad \text{d.h.} \quad y = \begin{cases} 1, & \text{wenn } x_1 \equiv x_2 \\ 0, & \text{wenn } x_1 \not\equiv x_2 \end{cases} \quad (10.41)$$














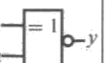
Funktion	Eingangsvariable	Negation	Eingangsvariable	Konjunktion	Disjunktion			Antivalenz	Äquivalenz
Sprachliche Bezeichnung		NICHT		UND	ODER	NAND	NOR	EXOR	EXNOR
Schreibweise der Schaltalgebra	x	$y = \bar{x}$	$x_1 \quad x_2$	$y = x_1 \cdot x_2$	$y = x_1 + x_2$	$y = \overline{x_1 \cdot x_2}$	$y = \overline{x_1 + x_2}$	$y = x_1 \oplus x_2$	$y = \overline{x_1 \oplus x_2}$
Wahrheitstabelle	0	1	0 0	0	0	1	1	0	1
			0 1	0	1	1	0	1	0
	1	0	1 0	0	1	1	0	1	0
			1 1	1	1	0	0	0	1
altes Symbol									
Symbol nach IEC 617-12									

Fig. 10.17 Grundfunktionen für zwei Eingangs- (x_1, x_2) und eine Ausgangsvariable (y) ; Wahrheitstabelle und Schaltungssymbole nach IEC 617-12; dort auch Symbole für Mehrfacheingänge

10.2.3 Grundschaltungen

Die genannten Grundfunktionen werden durch Grundschaltungen realisiert, die heute in der Regel als integrierte Schaltung aufgebaut sind und als Gatter oder Tore bezeichnet werden. In allen folgenden Schaltungsbeispielen sind die Versorgungsspannungen (U_{CC} , U_{DD} , Masse) üblicherweise nur dann eingezeichnet, wenn sie zur Funktion der äußeren Beschaltung notwendig sind. In Fig. 10.17 sind die vorgenannten Grundfunktionen, ergänzt durch die Negation von Konjunktion und Disjunktion (NAND, NOR) zusammengestellt. Zu jeder Funktion ist die heute übliche technische Kurzbezeichnung, die Schreibweise in der Schaltalgebra, das Schaltzeichen nach IEC 617-12 angegeben. In der jeweiligen sog. Wahrheitstabelle ist eindeutig der Zustand der Ausgangsvariablen y für alle möglichen Kombinationen der Eingangsvariablen x_1 , x_2 abzulesen. So nimmt y bei der Konjunktion dann und nur dann den Wert 1 an, wenn sowohl x_1 als auch x_2 den Wert 1 aufweisen. Von besonderer Bedeutung für die elektronische Schaltungstechnik sind die NAND- und NOR-Verknüpfungen, da jede Funktion eines beliebig komplizierten Schaltnetzes unter Anwendung der angegebenen Regeln allein auf NAND- oder NOR-Verknüpfungen für zwei Variable zurückgeführt werden kann. Die Realisierung der Antivalenz (EXOR) durch NAND-Gatter zeigt Fig. 10.18.

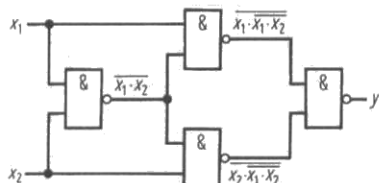


Fig. 10.18 Realisierung der EXOR-Funktion durch NAND-Gatter

$$y = x_1 \oplus x_2 = x_1 x_2 \cdot (x_1 + x_2)$$



Fig. 10.19 RS-Flip-Flop aus NAND-Gattern und Schaltsymbol nach DIN 40 700 Tl. 14 (1976)

S Setzeingang, R Rücksetzeingang,
Q und \bar{Q} Ausgänge

Die wichtigste Funktionsgruppe für Speicher ist die bistabile Kippstufe, auch Flip-Flop (Kurzbez. FF) genannt, die einmal in einen Zustand geschaltet, diesen so lange beibehält bis sie durch ein folgendes Signal in den anderen umschaltet. Fig. 10.19 zeigt die einfachste Form eines Rücksetz-Setz-Flip-Flop (kurz RS-FF), der ausgehend vom Ruhezustand $S = R = H$ durch ein Low-Signal am S-Eingang in den Zustand $Q = H$, $\bar{Q} = L$ und durch einen Low-Pegel an R nach $Q = L$, $\bar{Q} = H$ schaltet. Gleichzeitige Low-Signale an R und S führen zu einem undefinierten Zustand, aus dem der FF in eine Vorzugslage kippt.

Beim RS-Master-Slave-Flip-Flop (Fig. 10.20 u. Tab. 10.1a) sperrt die positive Flanke des an C angelegten Taktimpulses die Kopplung zwischen Master- und Slave-Teil. Dann öffnet sie die am Eingang des Master-FF liegenden Tore und setzt damit den Master-FF entsprechend der an R und S liegenden Information. Die negative Flanke schließt die Eingangstore wieder und öffnet die Koppeltore zum Slave-FF, der dadurch die Information des Master-FF übernimmt.

High-Pegel an R und S führt wie im vorhergehenden Beispiel zu einem undefinierten Schaltzustand. Der Nachteil wird durch die gestrichelt gezeichneten Verknüpfungen mit den Ausgängen beseitigt (Fig. 10.20 u. Tab. 10.1b). Aus dem RS-FF wird ein JK-Master-Slave-Flip-Flop. Jetzt wird nur das Eingangstor geöffnet, das an seinem dritten Eingang vom Ausgang her einen High-Pegel erhält. Für $J = K = H$ schaltet der FF nach jedem Taktimpuls in den entgegengesetzten Schaltzustand, er untersetzt die Taktfrequenz auf die Hälfte.

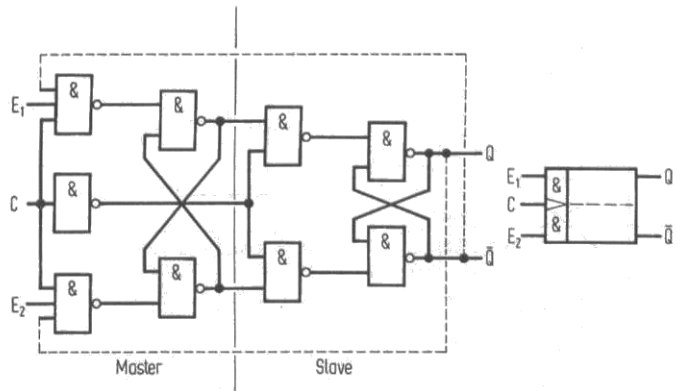


Fig. 10.20 RS-Master-Slave-Flip-Flop $E_1 = S$ Setzeingang, $E_2 = R$ Rücksetzeingang, C Takteingang („clock“) Mit Rückführungen (gestrichelt): JK-Master-Slave FF
 $E_1 = J$ und $E_2 = K$ Vorbereitungseingänge, C Takteingang („clock“)

Tab. 10.1 Wahrheitstabellen für die Schaltung nach Fig. 10.20

a) RS-FF

S	R	Ausgang Q vor dem Taktimpuls	Ausgang Q nach dem Taktimpuls
0	0	1	1
		0	0
1	0	1	1
		0	1
0	1	1	0
		0	0
1	1	1 oder 0	unbestimmt

b) JK-FF

J	K	Ausgang Q vor dem Taktimpuls	Ausgang Q nach dem Taktimpuls
0	0	0	0
		1	1
1	0	0	1
		1	1
0	1	0	0
		1	0
1	1	0	1
		1	0

Bei diesen Master-Slave-Flip-Flop-Stufen darf während der H-Phase des Taktsignals der Pegel an R und S bzw. J und K nicht von H \rightarrow L schalten. Nichtbeachtung, ein häufiger Fehler bei Schaltungsentwürfen, führt zu Fehlfunktionen. Beim flankengetriggerten JK-Flip-Flop tritt diese Fehlerquelle nicht auf. Hier ist für die Schaltrichtung nur maßgebend, welcher Pegel an J und K zum Zeitpunkt der auslösenden Flanke (positiv flankengetriggert oder negativ flankengetriggert) anliegt.

Das flankengetriggerte D-Flip-Flop, das als Datenübernahme-Speicher („Latch“) benutzt wird, besitzt anstelle der zwei Eingänge J und K nur einen Eingang, der meist mit D bezeichnet wird. Mit der auslösenden Flanke des an C angelegten Taktimpulses nimmt der Ausgang Q den an D anliegenden Pegel an (s. Fig. 10.21). Der Erzeugung von Impulsen vorgegebener Dauer dient die monostabile Kippstufe (Univibrator), die sich aus dem FF der Schaltung nach Fig. 10.19 durch Einfügen einer kapazitiven Kopplung ergibt (s. Fig. 10.22a). Durch ein kurzes Low-Signal am Eingang E schaltet die Stufe aus dem stabilen in einen zweiten metastabilen Zustand, in dem sie für eine Zeit $t_0 \approx \tau = RC$ verharrt. Beim Univibrator mit fester Schaltzeit wird die Dauer des Ausgangssignals nicht be-

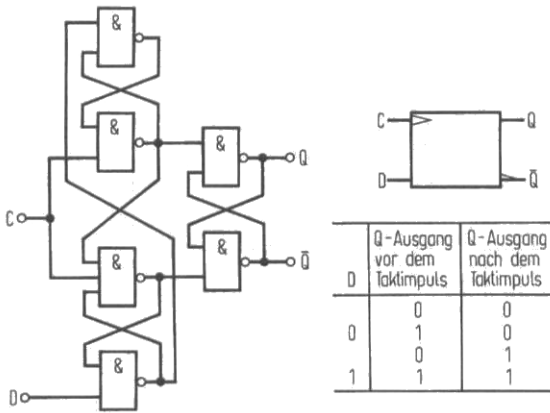


Fig. 10.21 Vereinfachtes Schaltbild eines flankengetriggeren D-Flip-Flop mit Wahrheitstabelle

einflusst, wenn während dieser Zeit weitere Signale an E auftreten. Beim Univibrator mit verlängerbarer Schaltzeit (retriggerable univibrator) wird das Ausgangssignal durch jeden Triggerimpuls um den gleichen Betrag verlängert.

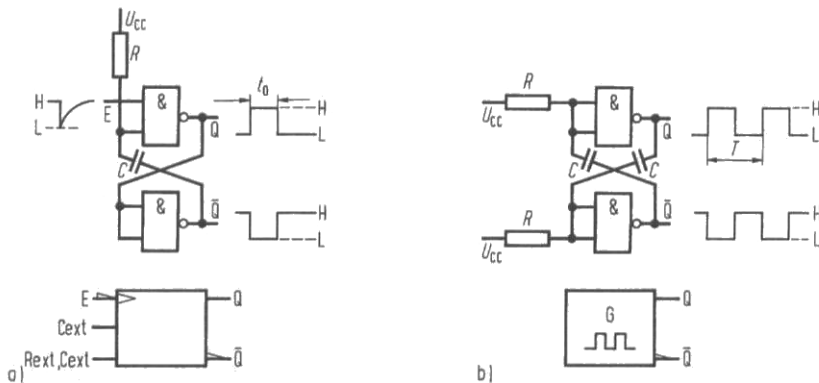


Fig. 10.22 a) Monostabile Kippstufe (Univibrator)
 U_{CC} = Versorgungsspannung

b) astabile Kippstufe (Multivibrator)

Fügt man in der Schaltung nach Fig. 10.22a eine zweite kapazitive Kopplung ein, so besitzt die Schaltung (Fig. 10.22b) keinen stabilen Schaltzustand mehr. Sie kippt ständig von dem einen metastabilen Zustand in den anderen. Die Frequenz $f_0 \approx 1/\tau$ ergibt sich aus der Kopplungszeitkonstanten $\tau = RC$. Mit dieser als Multivibrator bezeichneten Schaltung werden Taktfolgen erzeugt.

10.2.4 Zähler-schaltungen

Von der Vielzahl der realisierten Zähler-schaltungen seien hier die in Fig. 10.23 gezeigten drei Ausführungsformen erläutert. Verbindet man in einer Reihe von Flip-Flop-Stufen den Takteingang des folgenden mit dem Q-Ausgang des vorhergehenden (s. Fig. 10.23a), so erhält

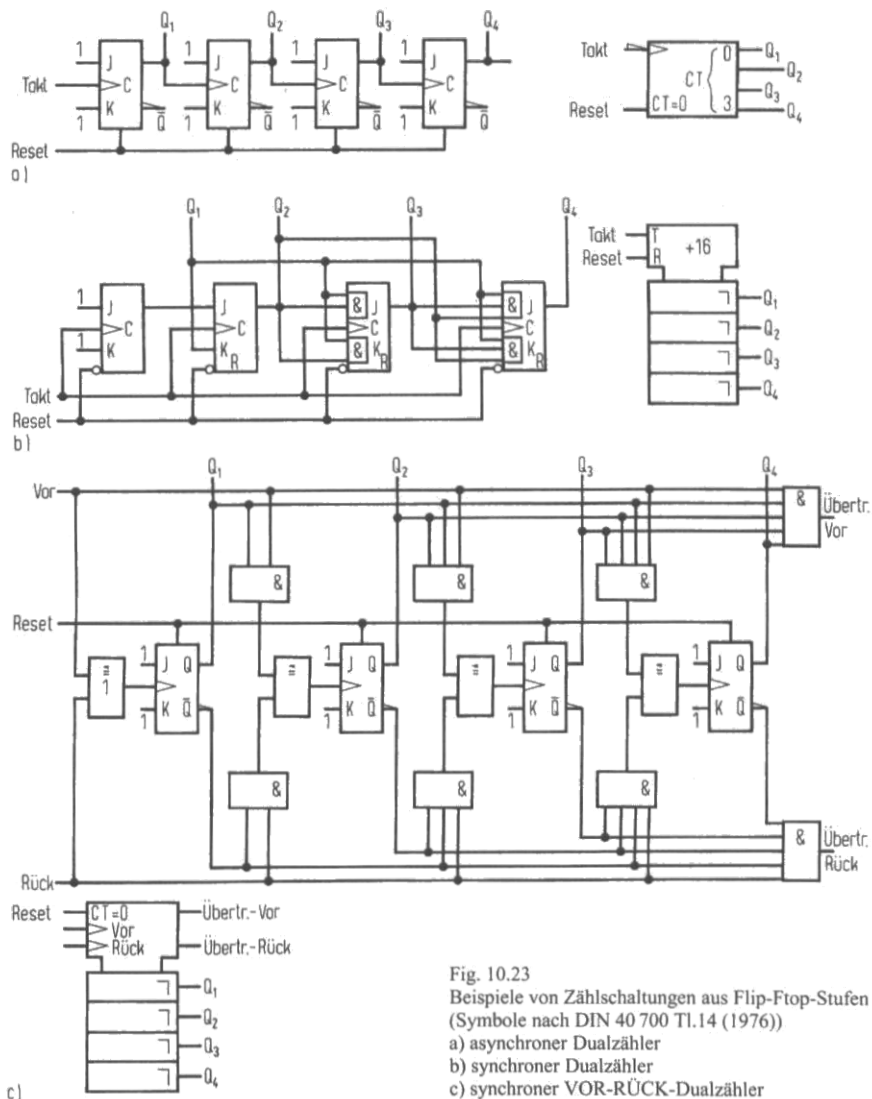


Fig. 10.23

Beispiele von Zählschaltungen aus Flip-Flop-Stufen (Symbole nach DIN 40 700 T1.14 (1976))

a) asynchroner Dualzähler

b) synchroner Dualzähler

c) synchroner VOR-RÜCK-Dualzähler

man einen asynchronen Dualzähler (binary ripple counter). Jede Zählstufe besteht aus einem JK-Master-Slave-FF (s. 10.2.3) und untersetzt im Verhältnis 2:1. Bei einer Eingangsfrequenz f_e erhält man an der n -ten Stufe eine Frequenz $f_n = f_e/2^n$. Die registrierte Zahl ergibt sich nach Gl. (10.22), wenn den Zuständen $Q_i = H$ die Binärziffern $\alpha_i = 1$ zugeordnet werden. Da in jeder Stufe eine Verzögerungszeit t_v vergeht, bis nach der auslösenden Flanke des Taktsignals der Q-Ausgang seinen Pegel ändert (vgl. 10.2.3), folgt die n -te Stufe erst um $n \cdot t_v$ verzögert. Dies ist bei der Anwendung als Zeitschalter zu beachten, weil demzufolge ein Dekoder, wenn zunächst noch nicht alle Stufen geschaltet haben, für eine sehr kurze Zeit, etwa

von der Dauer t_v ein falsches Ausgangssignal abgeben kann (sog. „Spiking“), das dann weitere fehlerhafte Funktionen auslöst. Dieser Nachteil wird im synchronen Dualzähler nach Fig. 10.23b vermieden, bei dem für jede Stufe durch zusätzliche Verknüpfungen von mehrfachen J- und K-Eingängen aus den Schaltzuständen der vorhergehenden Stufen die Richtung festgelegt ist, in die jede Stufe mit den nächsten Taktimpuls schaltet. Die Takteingänge aller Stufen sind parallel geschaltet (hohe Belastung für Taktgenerator!).

In der Schaltung mehrerer flankengetriggelter JK-Flip-Flop (s. 10.2.3) nach Fig. 10.23c wird durch Verknüpfung der Q-Signale mit einem „VOR“-Signal und der \bar{Q} -Signale mit einem „RÜCK“-Signal bewirkt, daß der Zählerstand mit jedem Impuls am VOR-Eingang um eins erhöht mit jedem Impuls am RÜCK-Eingang um eins erniedrigt wird. Der synchrone VOR-RÜCK-Zähler bildet die Differenz der VOR- und RÜCK- Impulse. Eine Abart ist der Zähler mit umkehrbarer Zählrichtung, bei dem der Pegel an einem VOR-RÜCK-Eingang angibt, in welche Richtung der Zähler mit dem nächsten Taktimpuls schalten soll.

Birchel (1972).

10.2.5 Aufbereitung von Signalen

Digitale Geräte verlangen im allgemeinen Signale, deren Amplitude, Dauer, Anstiegs- und Abfallzeit in vorgegebenen Grenzen liegen. Häufig entsprechen die Signale, die von ansteuernden Geräten wie Näherungsinitiatoren, induktiven Aufnehmern, Lichtschranken, Photo-detektoren oder auch nur Relais-Kontakten abgegeben werden, den Eingangsspezifikationen nicht und müssen daher umgeformt werden. Darüber hinaus ist damit zu rechnen, daß versehentlich Signale zu großer Amplitude auf einen Eingang geschaltet werden oder durch einen Fehler in einem vorgeschalteten Gerät (z.B. Durchschlagen eines Kondensators) dorthin gelangen. Die Eingänge sollten daher gegen Überspannungen geschützt werden.

10.2.5.1 Schutzschaltungen

In modernen CMOS-Bausteinen sind die Eingänge durch die in Fig. 10.24a gezeigten Schaltungen geschützt. Durch die beiden Dioden wird die Spannung am Logikeingang auf Werte zwischen $-0,5\text{ V}$ bis $U_{DD}+0,5\text{ V}$ begrenzt. Der Widerstand von $400\ \Omega$ soll dafür sorgen, daß der Strom durch die Diode bei Überspannungen im Eingang bis 4 V den maximal zulässigen Wert von 10 mA nicht übersteigt.

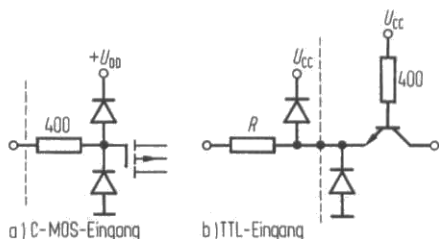


Fig. 10.24
Beispiele von Eingangs-Schutzschaltungen

Vor diesen Widerstand darf wegen des hochohmigen Eingangswiderstandes der Schaltung noch ein weiterer hochohmiger Serienwiderstand eingefügt werden (z.B. $R \geq 30\text{ k}\Omega$, 2 W zum Schutz gegen die Netzspannung von 220 V). TTL-Schaltkreise sind nur durch eine Diode gegen negative Eingangsspannungen geschützt. Eine äußere Diode nach U_{CC} in Verbindung mit einem Längswiderstand R , (Fig. 10.24b) ergibt auch hier eine Spannungsbegrenzung. Der Widerstand darf folgende Werte nicht übersteigen:

Serie	54/74	54H/74H	54L/74L	54LS/74LS	54S/74S
R in Ω	500	400	4400	2000	400

Diese Werte gelten für Eingänge mit einem Fan-in (s. 10.8.4.2) von 1, für höhere Fan-in-Werte sind sie zu reduzieren. Sinngemäße Anwendung eines Längswiderstandes in Verbindung mit zwei Abfängdioden wird in den meisten Fällen einen genügenden Schutz bieten. Andere Möglichkeiten sind: Längswiderstand mit einer Z-Diode (s. 10.8.2.2) parallel zum Eingang; zwei gegenseitig in Reihe geschaltete gleiche Z-Dioden ergeben eine symmetrische Spannungsbegrenzung.

10.2.5.2 Entprellen

Werden elektronische Schaltungen von mechanischen Schaltern oder Relais betätigt, führt das Prellen der Kontakte leicht zu Fehlern. Z.B. würde ein elektronischer Zähler, der die Zahl der Schließungen eines Schalters abzählen soll, bei jedem Prellvorgang schalten und so eine zu hohe Zahl registrieren, wenn diese Mehrfachauslösung während der Prellzeit ($t_p \approx 1$ ms) nicht unterdrückt würde.

Eine einfache „Entprell-Schaltung“ zeigt Fig. 10.25. Die Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ wird so dimensioniert, daß die Spannung an A während der Prellzeit ($t_1 - t_2$) die Schaltschwelle nicht überschreitet. Bei der ersten Kontaktgabe (t_1) wird C entladen und nach dem Öffnen (t_3) mit der Zeitkonstante τ wieder aufgeladen. Erst bei t_4 überschreitet die Spannung an A wieder die Schaltschwelle. Die Schaltung wirkt sowohl bei CMOS- als auch bei TTL-Bausteinen. Bei TTL ist zu beachten, daß der Eingangsstrom des Schmitt-Trigger Bausteins die Aufladezeit von C verkürzt.

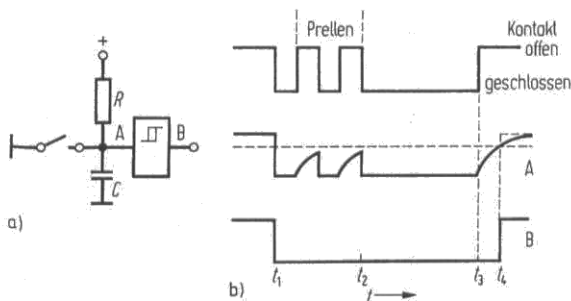


Fig. 10.25 Entprellen durch Integration

- a) Schaltbild,
b) Signalverlauf an den Punkten A und B beim Betätigen des Schalters

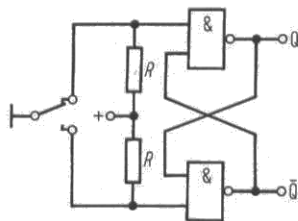


Fig. 10.26 Entprellen mit Flip-Flop

Die Schaltung nach Fig. 10.26 benutzt einen RS-Flip-Flop (nach Fig. 10.19). Die „pull-up“-Widerstände R sorgen dafür, daß der jeweils offene Eingang auf High-Pegel gehalten wird. Die Schaltung reagiert ohne Verzögerung. Neben dem Q-Ausgang steht auch das Komplement \bar{Q} zur Verfügung. Die Schaltung ist für CMOS und TTL gleich gut zu verwenden. Der einzige Nachteil: Umschalter anstelle eines einfachen Schalters notwendig.

10.2.5.3 Schwellenschalter (Schmitt-Trigger)

Langsam veränderliche Spannungen am Eingang eines einfachen Gatters rufen, wegen der stets vorhandenen Störspannungen (Rauschen, Brummen), an dessen Ausgang Störimpulse hervor (s. Fig. 10.27). Beim Schmitt-Trigger werden diese Schwierigkeiten vermieden, sofern die Störspannung kleiner als die Spannungsdifferenz zwischen oberer und unterer Schaltschwelle (Hysteresis) ist. Beispiele: Ableitung eines 50 Hz-Taktes aus der Netzspannung

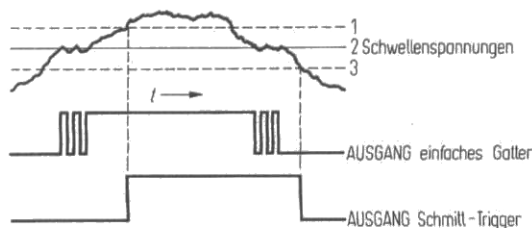


Fig. 10.27

Zum Verhalten einfacher Gatter und Schmitt-Trigger gegenüber zeitlich langsam veränderlichen, gestörten Eingangssignalen

oder Steuerung eines Zweipunktreglers durch temperaturproportionale Spannungen. Schmitt-Trigger sind als integrierte Schaltkreise erhältlich (TTL: 7413, 7414, 74132; CMOS: 4093, 40106). Bei CMOS-Schaltungen hängen die Schaltschwellen von der Betriebsspannung ab. Eine einstellbare Hysterese erhält man durch äußere Beschaltung eines Logik-Gatters mit zwei Widerständen R_G und R_E (s. Fig. 10.28a). Die Übertragungskennlinie $U_A = f(U_E)$ zeigt Fig. 10.28b.

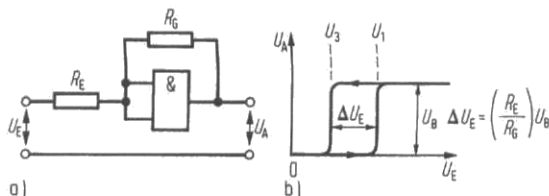


Fig. 10.28

a) Schmitt-Trigger aus UND-Gatter

b) Übertragungskennlinie, U_1 und U_3 entsprechen oberer bzw. unterer Schwelle in Fig. 10.27

10.2.5.4 Differenzierschaltungen

Differenzieren heißt hier: Ableitung eines kurzen Impulses aus der Flanke eines längeren Signals. Dazu wird das Eingangssignal U_E kapazitiv eingekoppelt. Über den Widerstand R wird der Eingang auf dem Pegel des Ruhezustandes (Low oder High) gehalten. Die Schaltungen für den Übergang von L \rightarrow H (Fig. 10.29a) und für den von H \rightarrow L (Fig. 10.29b) unterscheiden sich für TTL-Bausteine. Zum Festhalten auf L muß R die in 10.2.5.1 genannten Werte unterschreiten. Beim Schalten von H \rightarrow L sind höhere Widerstände zulässig. Die Diode unterdrückt das differenzierte Signal der unerwünschten Flanke. Fig. 10.29c zeigt die Schaltung für CMOS.

Zur Ableitung von Impulsen, deren Dauer von der Größenordnung der Verzögerungszeiten des einzelnen Gatters ist, wird häufig auch eine Schaltung nach Fig. 10.30 verwendet. Die gezeigte Ausführung liefert ein Signal für die Vor- und Rückflanke des Eingangsimpulses. Das wesentliche Prinzip erkennt man im unteren Zweig. Das Signal vom Ausgang von G_3 gelangt einmal direkt zum einen Eingang des NAND-Gatters G_4 und zum anderen über eine ungerade Anzahl n von Invertern, so daß die Und-Bedingung zwischen den Eingängen von G_4 nur für die Dauer der Verzögerung der Inverter erfüllt wird.

10.2.6 Signalausgänge

Häufig vorkommende Ausgangsschaltungen sind in Fig. 10.31 zusammengestellt. Bei der Ansteuerung von Relais (Fig. 10.31a) ist stets die beim Abschalten des Stromes durch die Relaispule auftretende Spannungsspitze durch eine Diode abzufangen. Ströme

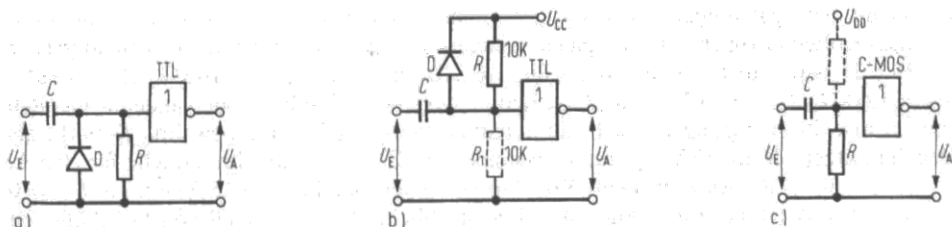


Fig. 10.29 Verschiedene Schaltungen zur Eingangsdifferentiation

Mit dem Widerstand R wird der Eingangspegel auf „High“ (Versorgungsspannung, U_{CC} bzw. U_{DD}) oder „Low“ (Masse) gehalten

a) Differentiation am Eingang eines TTL-Bausteines, Flanke Low \rightarrow High

b) wie a), aber für Flanke High \rightarrow Low. Mit R_1 kann die Schaltschwelle variiert werden

c) Eingangsdifferentiation für C-MOS-Schaltungen, Übergang Low \rightarrow High, gestrichelte Anordnung von R für High \rightarrow Low

Fig. 10.30

Schaltung zur Differentiation mit Hilfe von Verzögerungsgliedern

Differentiation der Rückflanke:

Unterer Zweig durch Laufzeit mehrerer Gatter

Differentiation der Vorderflanke:

Oberer Zweig durch Umladen von C

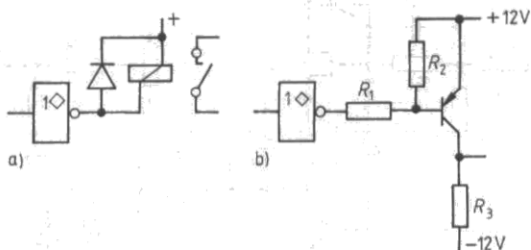
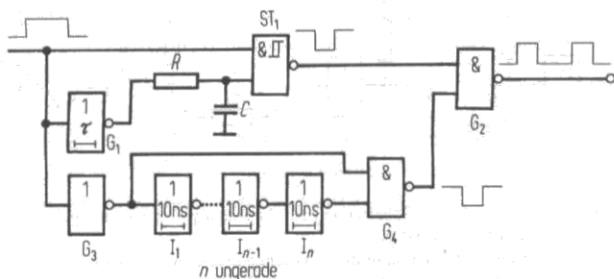


Fig. 10.31

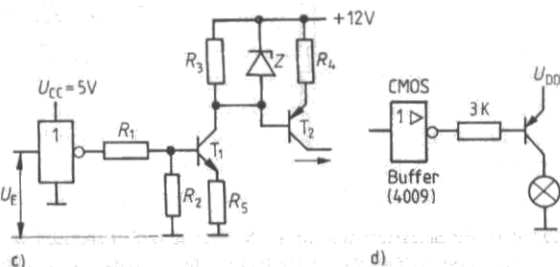
Ausgangsschaltungen

a) Relais-treiber mit offenem Kollektorausgang,

b) Steuerung einer V 24 Schnittstelle,

c) Treiber für 20 mA-Fernschreiber, U_E Eingangsspannung,

d) Lampen-Treiber, U_{CC} Versorgungsspannung der TTL-Bausteine



bis 60 mA bei Spannungen bis 30 V (Nixi-Treiber auch 60 V) werden von Ausgängen mit offenem Kollektor (open collector gates) geliefert. Für die Speisung einer V24-Schnittstelle (s. 10.6.2) wird die Schaltung nach Fig. 10.31b empfohlen ($R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega$, $T = \text{BC 177}$). Zur Ansteuerung von Fernschreibern oder anderen Geräten mit 20-mA-Stromeingang hat sich die Schaltung nach Fig. 10.31c bewährt. T_1 wirkt als Pegelumsetzer 5 V auf 12 V; T_2 ergibt zusammen mit Z und R_4 eine Stromquelle für 20 mA, $I = (U_Z - 0,7)/R_4$. An T_2 tritt eine Kollektorverlustleistung bis zu 0,25 W auf. Für $U_E = 0$ gilt $I = 20 \text{ mA}$ (Ruhestrom). Fig. 10.31d zeigt übliche Ansteuerungen von Leuchtdioden und Anzeigelämpchen. Schaltungen zur Ansteuerung von Kabeln und Leitungen s. 10.7.3.

Pegelumsetzer dienen der Kopplung von Geräten mit unterschiedlichen logischen Pegeln. Einige Beispiele zeigt Fig. 10.32. Der offene Kollektorausgang (open collector) a) ist stets bei positiver Polarität von Eingangs- und Ausgangspegel angezeigt (insbesondere TTL \rightarrow CMOS). Für $U_E > U_{CC}$ ist eine Schutzschaltung nach 10.2.5.1 vorzusehen. Für den Übergang CMOS \rightarrow TTL sind verschiedene Wandler im Handel (z.B. 4049/50).

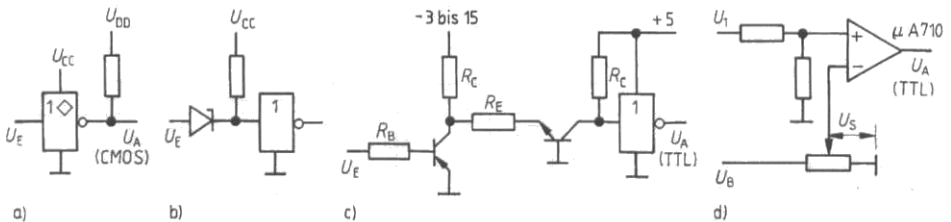


Fig. 10.32 Beispiele von Schaltungen zur Anpassung von Signalpegeln

- a) TTL \rightarrow CMOS
- b) und c) Übergangsstufen von negativem auf positiven Signalpegel
- d) Anpassungsstufe für beliebige Pegel mit Komparatoren

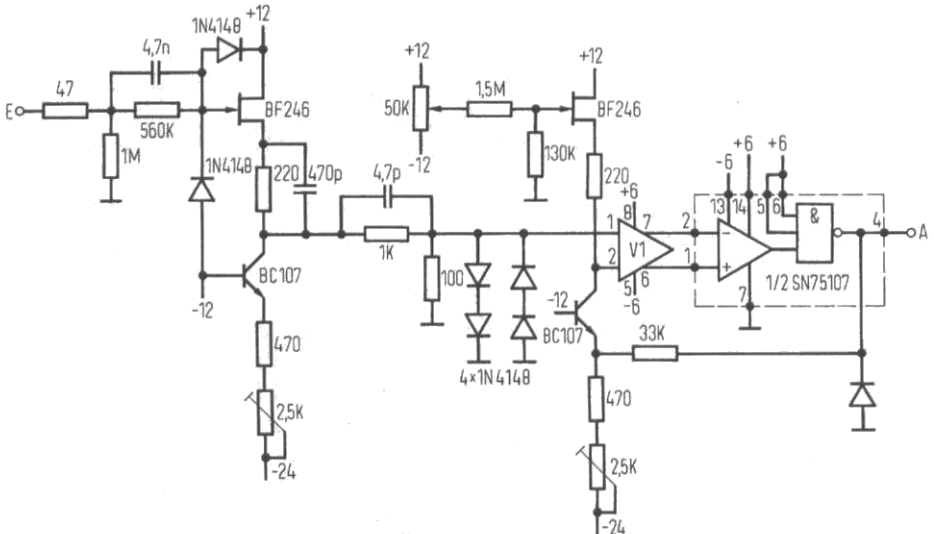


Fig. 10.33 Eingangsstufe für digitale Meßgeräte (z.B. Laborzähler) Eingangsempfindlichkeit 50 mV bis 10 V, Frequenzbereich 0 bis 30 MHz, Eingangswiderstand 1 M Ω , Eingangskapazität 30 pF.

Den Übergang von negativen auf positiven Pegel ermöglichen die Schaltungen b) und c). Die Anordnung mit Komparatoren vom Typ 710 nach d) ist für beliebige Pegel verwendbar; Invertierung wird durch Vertauschen der Eingänge erreicht. Die maximale Eingangsdifferenzspannung der Verstärker ist zu beachten. Eine erprobte Anpassungsschaltung für digitale Meßgeräte zeigt Fig. 10.33.

Literatur zu 10.2

- Birchel, R. (1972): Elektronische Zähltechnik, Würzburg: Vogel Verlag
- DIN 40 700, Teil 14 (1976): Schaltzeichen, Digitale Informationsverarbeitung, Berlin-Köln: Beuth (In der Literatur werden häufig noch die alten Schaltzeichen der Ausgabe von 1963 verwendet.)
- Haack, O. (1984): Einführung in die Digitaltechnik, 4. Aufl. Stuttgart: Teubner
- Heim, K. (1973): Schaltungsgebrauch, 4. Aufl. Berlin-München: Siemens AG
- Lancaster, D. (1980): Das CMOS-Kochbuch. Vaterstetten: I.W.T.
- Leonhardt, E. (1976): Grundlagen der Digitaltechnik. München-Wien: Hanser
- Meinke, H.; Gundlach, F. W. (1968): Taschenbuch für Hochfrequenz. Berlin-Heidelberg-New York: Springer
- Steinbuch, K. (1962): Taschenbuch der Nachrichtenverarbeitung. Berlin - Göttingen - Heidelberg : Springer
- Steinbuch, K.; Weber, W. (1974): Taschenbuch der Informatik, Bd. 1. Berlin-Heidelberg-New York: Springer
- Texas Instruments (1973): Das TTL-Kochbuch. München
- Texas Instruments (1977): The TTL Data Book for Design Engineers, 2. Aufl. Norwich
- Tietze, U.; Schenk, Ch. (1980): Halbleiter-Schaltungstechnik, 5. Aufl. Berlin-Heidelberg-New York: Springer
- Valvo (1980): Integrierte Digitalschaltungen LOCMOS-Reihe HEF 4000 B. Hamburg
- Zuiderveen, E. A. (1981): Handbuch der Digitalen Schaltungen. München: Franzis Verlag

10.3 Anwendungsspezifische Integrierte Schaltungen (R. Oppermann)

Neben der zunehmenden Miniaturisierung elektronischer Schaltungen, die zur Entwicklung Integrierter Schaltungen mit rasch zunehmender Komplexität führte, war etwa ab 1975 ein neuer revolutionärer Trend zu beobachten, der Einbezug von Software (Programme, Daten) in die Herstellung und Anwendung von Schaltungen der Digitalelektronik. Dieser Trend bewirkte in der Folge zwei deutlich voneinander abgrenzbare Entwicklungen:

1. Die Integration von Schaltungen für digitale Rechenanlagen führte zur Entwicklung der Mikroprozessoren, Mikrocontroller und Signalprozessoren. Deren Einsatz in Steuer- und Regelschaltungen ist Gegenstand des folgenden Unterkapitels „Integrierte Schaltungen mit software determinierter Funktion“.
2. Nicht weniger bedeutend war die zweite Linie dieser Symbiose aus Hard- und Software, die Technik Anwendungsspezifischer Integrierter Schaltungen (ASIC). Während bei den Prozessoren die Software erst nach dem Herstellungsprozeß flexibel die Schaltungsfunktion bestimmt, führt der Einsatz der Software bereits in der Entwicklungsphase bei den ASICs zu Hardwareschaltungen, die ohne den weiteren Einsatz von Software unmittelbar anwendungsspezifische Aufgaben bearbeiten können (Kundenschaltkreise).

Zunächst war der Einsatz solcher Kundenschaltkreise auf große Stückzahlen beschränkt, weil die Herstellung der Masken für die verschiedenen Halbleiter-Layer sehr aufwendig, teu-

er und nur für hohe Stückzahlen lohnend war. Darüber hinaus dauerte die Fertigung, die ausschließlich beim Halbleiterhersteller stattfand, Monate. Auch heute noch ist der weitaus überwiegende Teil aller ASICs maskenprogrammiert und damit für den flexiblen Einsatz im Meßlaboratorium nicht geeignet.

Erst die Entwicklung Feldprogrammierbarer ASICs (Monolithic Memories 1978) erlaubte dem Anwender, nicht nur die Funktion der Schaltung mittels der Entwicklungssoftware festzulegen, sondern auch ihre „Herstellung“ im Hause und ohne Zeitverlust mit einem Programmiergerät abzuschließen.

Feldprogrammierbare ASICs verknüpften die Vorteile einer Großserienfertigung (d. h. geringe Preise) mit der Möglichkeit, individuell der Aufgabe angepaßte digitale Laborschaltungen in Einzelstückzahlen herstellen zu können. Diese Bausteine werden heute unter einer Vielzahl von Namen angeboten. Hier werden nur wenige dieser Bezeichnungen benötigt, die signifikante Unterscheidungsmerkmale der einzelnen Typen charakterisieren.

10.3.1 Programmierbare Logikschaltungen (PLD)

10.3.1.1 Übersicht (Grundtypen und Technologie)

Der Begriff PLD (Programmable Logic Devices) wurde Oberbegriff für eine zweistufige Gatterlogik mit UND-Gattern in der ersten und ODER-Gattern in der zweiten Stufe sowie je einer Schaltmatrix vor den beiden Gatterblöcken. Mindestens eine davon ist programmierbar (Fig. 10.34). Es wird zwischen nur drei Grundtypen unterschieden:

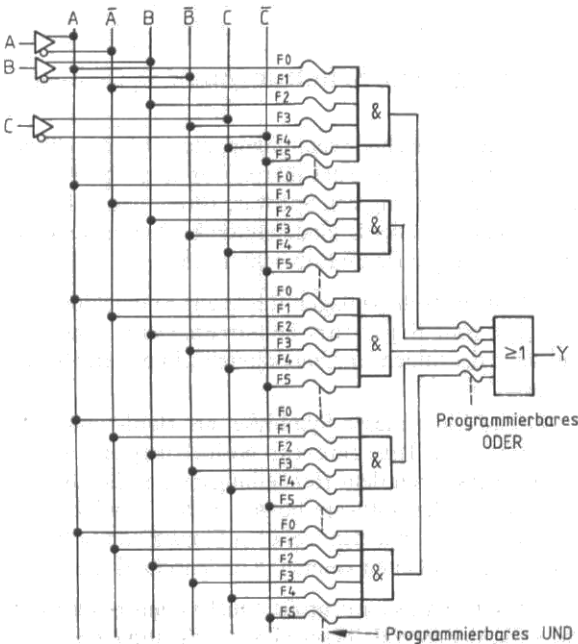


Fig. 10.34 Grundstruktur einer programmierbaren Logikschaltung mit Schmelzsicherungen (Fuses) vor UND- bzw. ODER-Gattern (Schimmer (1990))

- PAL (Programmable And Logic)
- PROM (Programmable Read Only Memory)
- PLA (Programmable Logic Array)

Die Einteilung der Grundtypen, die von der Entwicklungssoftware drei verschiedene Strategien erfordert (realisiert durch drei verschiedene Programme), bleibt auch dann dominant, wenn die Bausteine erheblich unterschiedliche Ausgangsschaltungen besitzen.

Man findet Bausteine mit

- fester Ausgangspolarität (positiv, negativ),
- programmierbarer Ausgangspolarität (X-PALs),
- Open-Kollektor-, Tristat-Ausgängen,
- abschaltbaren Ausgängen (Output-Enable),
- Ausgängen mit Registern für Zähler-schaltungen (Register-PLDs),
- Ausgängen, die durch Rückführungen in die UND-Gatter-Matrix gleichzeitig Eingang und Ausgang sind,
- oder in Verbindung mit Output-Enable wahlweise Eingang oder Ausgang sein können,
- sogenannten Makrozellen (siehe 10.3.1.5), die die Programmierung aller oben genannten Varianten gestatten.

Eine Sonderstellung nehmen die Multiple-Array-Schaltungen ein, in denen bis zu 32 Makrozellen-PLDs in einem Chip durch ein programmierbares Leitungsnetz variabel miteinander verbunden werden können. Dies hat zur Folge, daß das dominante Merkmal einer Zweistufigkeit bei Multiple-Arrays nur im Bereich der einzelnen Makrozellen-Module anzutreffen ist. Auch in bezug auf die erreichbare Komplexität der Struktur heben sich Multiple-Arrays von den traditionellen PLDs ab. Sie besitzen durch die Verbindungsnetze eine extreme Zahl zusätzlicher Freiheitsgrade. Außerdem können Multiple-Arrays bis zu 400 Flip-Flops und mehrere tausend Gatterschaltungen haben. Der Einsatz dieser komplexen Schaltungen dürfte daher die Möglichkeiten eines Meßlaboratoriums überfordern.

Agraval (1991)

Bei der technologischen Realisierung von PLD-Schaltungen finden alle Varianten der Standardlogik Anwendung.

Man findet

- Bipolare Schaltungen (eine Versorgungsspannung, mittlere Stromaufnahme und Geschwindigkeit),
- CMOS-Schaltungen (eine Versorgungsspannung, sehr geringer Verbrauch, neue Entwicklungen sehr schnell)
- Z-PALs, die durch zusätzliche Power-Down-Schaltungen im Stillstand nahezu ohne Stromaufnahme sind,
- ECL-Schaltungen mit höchster Geschwindigkeit und Stromaufnahme, häufig mit mehreren Versorgungsspannungen.

Die programmierbaren Schaltmatrizen bestehen bei den PLDs der ersten Generation aus Sicherungsdrähten, die zunächst alle Eingänge mit allen Ausgängen verbinden und bei der Programmierung bis auf einen Rest, der die gewünschte Schaltung realisiert, zerstört werden (Fig. 10.35). Alle neueren PLDs haben dagegen Transistoren an den Matrix-Punkten, die bei der Programmierung die Verbindung herstellen (Antifuses). Da solche Verbindungen reversibel gestaltet werden können, gibt es seit einigen Jahren elektrisch oder UV-löschbare

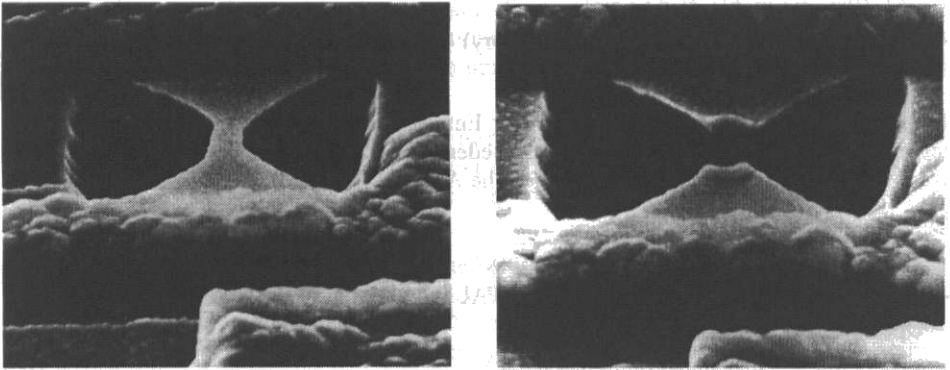


Fig. 10.35 REM-Foto eines Schmelzpfades bei etwa 15 000-facher Vergrößerung im intakten Zustand (a) und nach der Programmierung (b) (Werkbild AMD)

PLDs mit der Möglichkeit einer Reprogrammierung (GALs und EPLDs). Petersen (1988); Mehlo (1989)

10.3.1.2 Grundlagen der PLD-Technik

Die elementare PLD-Zelle Für das einfachste Grundelement einer PLD-Schaltung mit zwei Eingängen I_1 und I_2 und einem Ausgang S (Fig. 10.36a) kann man als allgemeine Gleichung für das Ausgangssignal formulieren

$$S = (I_1 * F_1) * (/I_1 * F_2) * (I_2 * F_3) * (/I_2 * F_4) + (I_1 * F_5) * (/I_1 * F_6) * (I_2 * F_7) * (/I_2 * F_8) \quad (10.42)$$

Dabei sind F_1 bis F_8 die Schmelzpfade (Fuses) der UND-Matrix, die im unprogrammierten Zustand alle noch intakt sind ($F_i = 1$). Zu einer sinnvollen logischen Grundschaltung programmiert wird das Grundelement, indem einige Pfade zerstört werden.

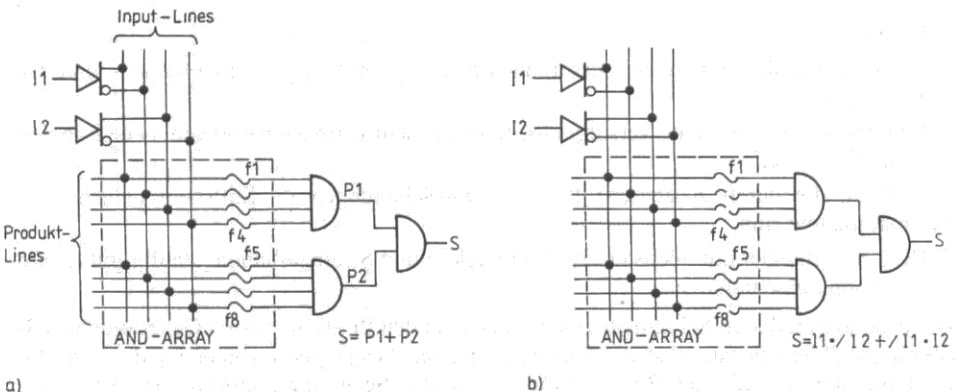


Fig. 10.36 a) Schaltung einer PAL-Zelle im Anlieferungszustand. Alle Sicherungspfade sind noch intakt
b) Programmierung einer sinnvollen Schaltung (EXOR-Gatter) durch Zerstörung einiger Schmelzsicherungen

Für die so entstandene neue Schaltung (Fig. 10.36b) gilt bei Substitution mit den Werten „1“ für erhalten gebliebene und „0“ für offene Sicherungspfade

$$S = I_1 * /I_2 + /I_1 * I_2 \quad (10.43)$$

Aus der unprogrammierten Grundsaltung ist ein Exklusiv-ODER-Gatter (XOR) geworden.

Da jedes der beiden UND-Gatter aus dem echten und dem invertierten Eingangssignal bereits alle vier elementaren Grundverknüpfungen realisieren kann (Fig. 10.37), kann durch Anwendung der de Morganschen Regeln (s. 10.2.2) einfach abgeleitet werden, daß die oben dargestellte Zelle die Realisation jeder möglichen kombinatorischen Verknüpfung von den beiden logischen Eingangsvariablen I_1 und I_2 ermöglicht, unter Einschluß solcher mit Inversion des Ausgangssignals. Diese Ableitung läßt sich in der Theorie auf PLDs mit n Eingängen und m Ausgängen erweitern.

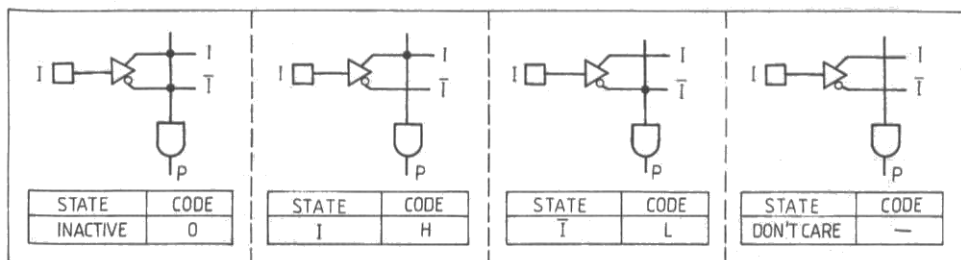


Fig. 10.37 Die Eingangsstufe mit den UND-Gattern in der ersten Stufe gestattet die Programmierung der vier elementaren Grundfunktionen von einer Eingangsvariablen. Eine anschließende ODER-Verknüpfung der Ausgangssignale P mehrerer Zellen erlaubt jede mögliche logische Verknüpfung der beteiligten Eingangsvariablen (Quelle: Valvo)

An jedem Ausgang der UND-Gatter in der Eingangsstufe entstehen Terme der Form

$$P_i = (I_1 * F_1) * (/I_1 * F_2) * \dots * (I_n * F_{2n-1}) * (/I_n * F_{2n}) \quad (10.44)$$

(sog. Produktterme wegen des Verknüpfungszeichens)

Diese Produktterme P_i werden für jeden der m Ausgänge durch die ODER-Gatter der zweiten Stufe verknüpft zu Produktsummen

$$S_k = P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_{2^{n-1}} + P_{2^n} \quad (10.45)$$

Da es zur Hälfte der möglichen Produktterme einen zweiten Produktterm gibt, der in einer ODER-Verknüpfung das triviale Ergebnis 1 liefert, ist die zur sinnvollen Verknüpfung von n Eingangsvariablen erforderliche Zahl von Eingängen der ODER-Gatter bei PLDs mit fester Ausgangspolarität

$$P_{\text{erf } 1} = \frac{2^n}{2} \quad (10.46a)$$

Bei PLDs mit programmierbarer Ausgangspolarität kann dagegen die Hälfte der möglichen Funktionen aus der einfachen Inversion der anderen Hälfte gewonnen werden. Dieser zusätzliche Freiheitsgrad führt zu

$$P_{\text{erf } 2} = \frac{2^n}{4} \tag{10.46b}$$

Für die Praxis lassen sich aus dieser Betrachtung zwei Regeln ableiten:

1. Mehrstufige Schaltnetze beliebiger Stufenzahl. (z. B. Fig. 10.38a) werden bei ihrer Umsetzung in eine PLD-Schaltung grundsätzlich durch eine Gatterschaltung mit nur zwei Stufen realisiert (Fig. 10.38b).

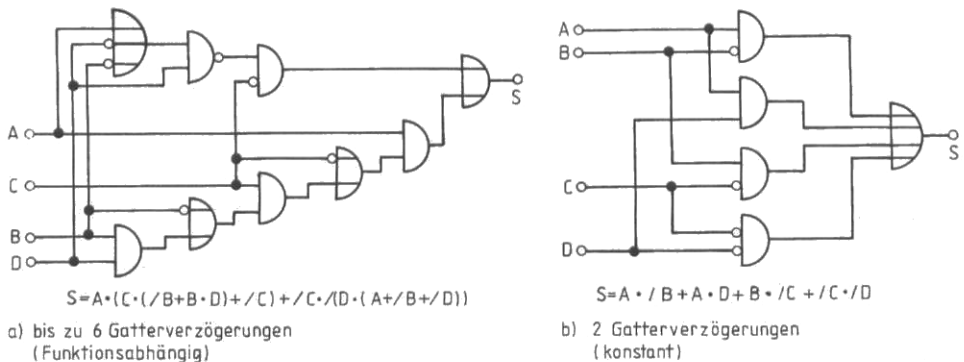


Fig. 10.38 Mehrstufige Schaltnetze werden als PLD-Schaltung grundsätzlich zweistufig realisiert, mit erheblichen technischen Vorteilen

Das bedeutet, daß bei PLD-Schaltungen zwischen Eingängen und Ausgängen grundsätzlich nur zwei Gatterverzögerungszeiten auftreten, und zwar für alle Ausgänge gleich, ein erheblicher Vorteil gegenüber Schaltungen, die mit Bausteinen der Standard-Logikfamilien realisiert sind!

2. Die Umsetzung einer Digitalschaltung in ein PLD kann durch die Zahl der Ein- und Ausgänge des gewählten Bausteins und die Zahl möglicher Produktterme erschwert werden. Viele PLDs aus den ersten Entwicklungsjahren haben maximal 8 Produktterme. Nach Gl. (10.46) können damit nur 4 bzw. 5 Eingangsvariable restriktionsfrei verknüpft werden. Deshalb müssen bei der Entwicklung der Logik für die Funktion nicht unbedingt relevante Eingangsvariable aus dem Datensatz einer PLD-Schaltung eliminiert werden oder es muß versucht werden, durch einen Wechsel der Ausgangspolarität eine geringere Zahl von Produkttermen zu erreichen.

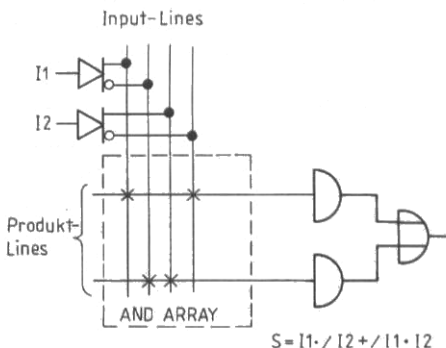
Form der Darstellung (PLD-Symbolik) Die für die elementare PLD-Zelle gewählte ausführliche Darstellung aller Leitungen einer Schaltung ist für die umfassenden Strukturen, wie sie in den angebotenen PLD-Bausteinen tatsächlich auftreten, zu detailliert und verwirrend.

Es hat sich daher in dieser Technik schon früh eine einfachere und verdichtete, von der üblichen Norm abweichende, aber dennoch eindeutige Symbolik durchgesetzt (Fig. 10.39).

Wesentlichster Gegenstand der Vereinfachung ist die Zusammenfassung aller Eingangsleitungen der UND-Gatter in der Eingangsstufe zu einer einzigen Linie (Produkt Line). Die Produkt

Fig. 10.39

Darstellung der PAL-Zelle nach Fig. 10.36b in der PLD-Symbolik. Jede Produkt Line hat soviel Leitungen zu den Eingängen des UND-Gatters, wie Eingangsleitungen gekreuzt werden. Die PLD-Symbolik bedeutet eine Vereinfachung der Darstellung ohne Verlust an Eindeutigkeit



Line symbolisiert eine vieladrige Leitung (wie in einem Bussystem), die mit allen echten und invertierten Eingangsleitungen in der Schaltmatrix über Sicherungspfade Verbindung haben kann. Die zugehörigen UND-Gatter haben als Konsequenz so viele Eingänge, wie die Produkt Line Eingangsleitungen (Input Lines) kreuzt.

Zur DIN-Norm für Schaltbildsymbole Da die Entwicklung der PLD-Technik im wesentlichen außerhalb der Grenzen Europas erfolgte, sind auch die Schaltbildsymbole nach DIN nicht in den Datenbüchern der Halbleiterhersteller zu finden. Um den Einstieg in diese Technik nicht zusätzlich zu erschweren, wurde beschlossen, die in der Praxis vorzufindende (nicht DIN entsprechende) Darstellungsform zu übernehmen.

10.3.1.3 Die Grundschaltungen PAL, PROM und PLA

PAL-Schaltkreise PALs stellen die älteste und immer noch am weitesten verbreitete Art von PLD-Bausteinen dar. Sie werden von vielen Herstellern angeboten. Ihre Schaltung besteht aus UND-Gattern in der ersten Stufe, deren Ausgänge über eine festverdrahtete Matrix in Gruppen zusammengefaßt mit den Eingängen der ODER-Gatter in der Ausgangsstufe verbunden

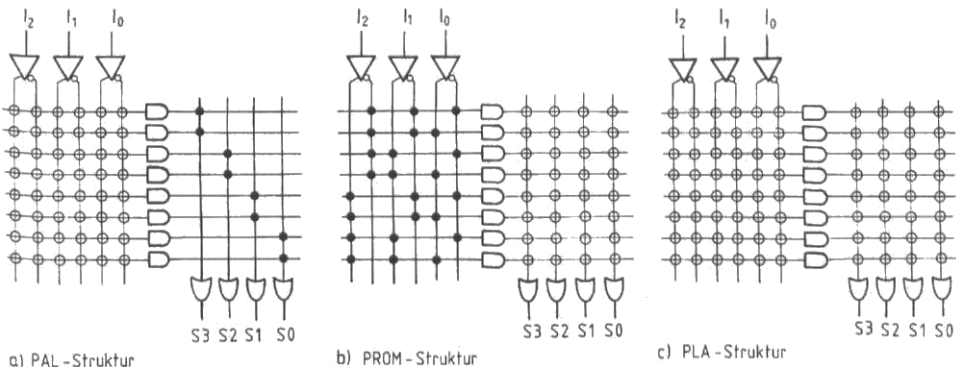


Fig. 10.40 Die drei PLD-Grundtypen PAL, PROM und PLA. Die PLA-Schaltung erlaubt durch zwei programmierbare Matrizen eine größere Entwurfsfreiheit als die beiden anderen Grundtypen

sind. Die Größe einer solchen Gruppe ist identisch mit der Zahl möglicher Produktterme. Programmieren werden diese Bausteine über eine Matrix vor den Eingängen der UND-Gatter, die beliebige Verknüpfungen zwischen den Eingangssignalen (in wahrer oder invertierter Form) erlaubt (Fig. 10.40a). Zusätzlich können Rückführungen der Ausgangssignale in die Matrix geführt und ebenfalls mit den UND-Gattereingängen verknüpfbar sein. In Verbindung mit Tristate-Buffern werden so Anschlüsse geschaffen, die je nach Programmierung als Ausgang oder Eingang (oder sogar gleichzeitig als Aus- und Eingang) verwendet werden können.

Ein typischer Vertreter dieser Gattung, in dem die ursprüngliche Sicherungs-Technik (Fuse-Link) verwendet wird, ist das PAL 16L8 (Schaltschema s. Fig. 10.41) im 20-poligen DIL-Gehäuse. Alle Ausgänge besitzen Tristate-Buffer, 6 Ausgänge haben Rückführungen, sind also bidirektional. Die Zahl möglicher Produktterme ist für alle Ausgänge 7.

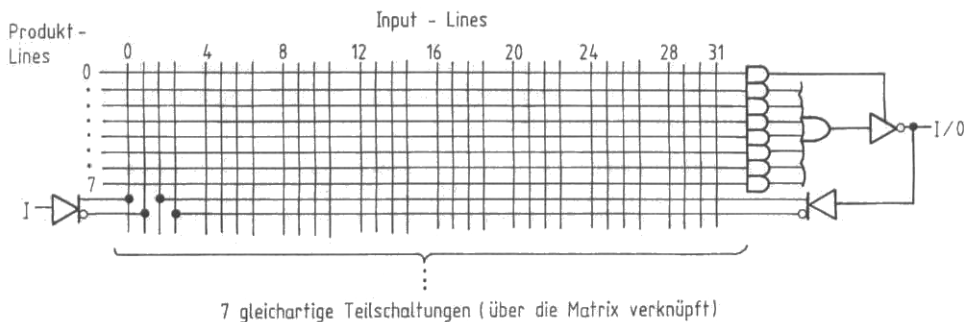


Fig. 10.41 Das klassische PAL 16L8 aus der ersten Generation. Dargestellt ist die Teilschaltung für einen der 8 Ausgänge (nach Unterlagen Texas Instruments)

PROM-Schaltkreise PROMs sind ursprünglich für die Datenspeicherung in Microcomputersystemen entwickelt worden und werden im überwiegenden Umfang nach wie vor in diesem Bereich eingesetzt. Da PROMs jedoch auch über die typische PLD-Struktur (zwei Gatterebenen mit davor liegenden Schaltmatrizen) verfügen, sind sie in der PLD-Technik ebenfalls gut einsetzbar. Der einzige wesentliche Unterschied zwischen PALs und PROMs besteht darin, daß bei den PROMs die Eingangsmatrix vor den UND-Gattern fest verdrahtet ist, und zwar im Sinne aufsteigender binärer Bitmuster (Adressen). Dabei ist jede Adresse nur einmal besetzt. Dafür kann bei PROMs die Ausgangsmatrix vor den ODER-Gattern programmiert werden (Fig. 10.40b). Die vorliegende Struktur führt bekanntlich dazu, daß für jedes Eingangs-Bitmuster (Adresse) jedes Ausgangsbit in beliebiger Kombination gesetzt oder nicht gesetzt werden kann.

Ein PROM mit n Eingängen ermöglicht 2^n Produktterme. Jeder dieser Produktterme läßt sich in der programmierbaren ODER-Matrix mit jedem Ausgang verknüpfen. PROMs gestatten daher immer die restriktionsfreie Realisierung jeder denkbaren Verknüpfung der Eingangsvariablen (s. 10.3.1.2), jedoch ist die Anzahl von Eingangsleitungen beschränkt, da sich die PROM-Größe (und damit die Siliziumfläche) mit jeder zusätzlichen Eingangsleitung verdoppelt, während sie bei PALs und PLAs nur linear mit der Zahl der Eingänge wächst.

EPROMs als bekannteste Vertreter dieser Bauteilgattung gestatten wegen ihrer erheblichen Zugriffszeit (Größenordnung 200 ns) als PLDs im allgemeinen nur den Einsatz in lang-

samen Schaltnetzen. Es gibt aber eine ganze Reihe bipolarer PROMS, die PALs in der Geschwindigkeit nicht nachstehen. Ein typisches schnelles PROM in CMOS-Logik (25 ns) mit 11 Eingängen und 8 Ausgängen für den Einsatz als PLD-Schaltnetz ist der Typ 8C291 von Cypress.

PLA-Schaltkreise Bei PLA-Schaltkreisen ist sowohl die Eingangs- als auch die Ausgangsmatrix frei programmierbar, diese Bausteine haben daher einen Freiheitsgrad mehr als PALs (Fig. 10.40c). Die zusätzlich zur UND-Matrix programmierbare ODER-Matrix erlaubt, die in einem UND-Gatterausgang enthaltene Verknüpfung von Eingangssignalen (den Produktterm) nicht nur an einem festverdrahteten ODER-Eingang zu nutzen, sondern gleichzeitig noch an weiteren ODER-Eingängen anderer Ausgänge, falls erforderlich, sogar an allen Ausgängen (sogenanntes Produktterm-Sharing). Dies führt zu erheblichen Vorteilen bei der Realisierung von Schaltungen, deren Ausgangsverknüpfung mehrfach die gleiche Eingangsverknüpfung enthält.

Ein gutes Beispiel für solche Applikationen sind Digital-Komperatoren. Bei einer PAL-Lösung wird bereits bei geringen Wortbreiten die Bauteinkapazität überschritten, weil mit jedem zusätzlichen Bit der Eingangsworte zwei zusätzliche Eingangsvariable hinzukommen. Vor allem müssen aber in jedem weiteren Produktterm alle bereits vorher berücksichtigten Eingangsvariablen erneut in eine Verknüpfung einbezogen werden. Bei einer PLA-Lösung ist es dagegen möglich, den in der vorangehenden Bitstelle gebildeten Produktterm noch einmal zu nutzen. Er wird lediglich mit zwei zusätzlichen Eingangsvariablen verknüpft.

Bedeutendster Hersteller von PLA-Bausteinen ist die Firma Signetics, die ihre Produkte mit IFL (Integrierte Fuse Logic) bezeichnet.

Nomenklatur der Standard-PALs Bei den PAL-Bausteinen der ersten Generation hat sich eine konsequente Bezeichnungsform entwickelt, die es erlaubt, die wichtigsten Eigenschaften aus dem Bauteilnamen abzuleiten. Die Bezeichnung PAL 16L8 ermöglicht die Deutung, daß es sich bei dem betreffenden Baustein um eine PAL-Struktur mit 16 Eingängen und 8 Ausgängen handelt. Die Ausgangs-Buffer haben Inverter, liefern also unmittelbar ein Aktiv-Low-Signal. Falls bekannt ist, daß der Baustein ein 20poliges Gehäuse besitzt, kann sogar leicht errechnet werden, daß 6 Anschlüsse bidirektional sein müssen. Solche Anschlüsse werden nämlich grundsätzlich sowohl der Zahl der Eingänge als auch der Zahl der Ausgänge zugeschlagen. Dies gilt selbst dann, wenn die Eingangsfunktion eines Anschlusses lediglich in einer inneren Rückführung besteht.

Entsprechend verfügt ein Baustein PAL 16H6 bei 16 Eingängen und 6 Ausgängen nicht über Ausgangsinverter, liefert also ein Aktiv-High-Signal. Ein Baustein PAL 10P8 besitzt 8 Ausgänge mit programmierbarer Polarität. PAL 16R8 bezeichnet ein Register-PAL. Das PAL 20V10 besitzt 10 Ausgänge mit Makrozellen (V steht für versatile). Bei Bausteinen mit programmierbarer Ausgangspolarität verwenden verschiedene Halbleiterhersteller anstelle des Buchstabens P auch das X (Beispiel: TIBPAL 20X8 von Texas Instruments). Damit wird deutlich gemacht, daß die Programmierbarkeit des Ausgangs-Buffers mit einem Exklusiv-ODER-Gatter realisiert wird.

Bei neueren Bausteinen mit höherer Komplexität ist dieses klare Bezeichnungsschema leider durchbrochen worden. Es erlaubt wohl auch bei den vielen Besonderheiten moderner PLD-Bausteine nicht genügend Differenzierungsmöglichkeiten.

10.3.1.4 Register-PLDs

Für sequentielle Anwendungen (Zähler, Schieberegister, Schrittsteuerungen) gibt es die drei PLD-Grundsaltungen auch mit Registern (Flip-Flop-Schaltungen) an den Ausgängen.

Register-PALs Der Baustein PAL 16R8, den viele Hersteller anbieten, kann für die Gattung der Register-PALs als besonders typisches Beispiel gelten (Fig. 10.42). Die Struk-

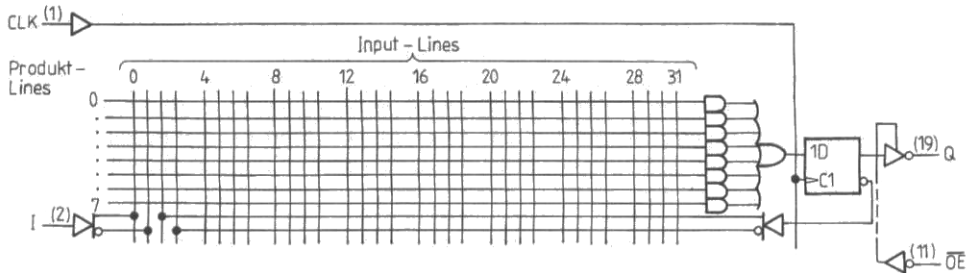


Fig. 10.42 Das Register-PAL 16R8 aus der Familie des 16L8. Dargestellt ist wieder eine der 8 Teilschaltungen (nach Unterlagen Texas Instruments)

tur dieses Bausteins zeigt, sieht man von den zusätzlich vorhandenen Registern ab, weitgehende Übereinstimmungen mit dem PAL 16L8. Unterschiedlich ist, daß der PAL 16R8 Rückführungen und extern gesteuerte Tristate-Buffer an allen 8 Ausgängen besitzt. Obwohl die 8 Anschlüsse nicht als reiner Eingang genutzt werden können, werden auch sie nach der Nomenklatur zur Zahl der Eingänge hinzugerechnet. Die externe Steuerung der Tristate-Buffer hat den Vorteil, daß 8 Produktterme und nicht nur 7 wie beim PAL 16L8 zur Verfügung stehen.

Zu den hervorzuhebenden typischen Eigenschaften des 16R8, die der weitaus überwiegende Teil aller Register-PALs aufweist, gehören

- die Verwendung von D-Flip-Flops,
- der synchrone (d. h. für alle Register gemeinsame) Takt,
- das Fehlen von SET- oder PRESET-Anschlüssen.

Die RESET-Kondition der Register wird bei PALs in aller Regel über einen allgemeinen Eingang und die Eingangsmatrix programmiert.

Prinzipiell können auf diesem Wege auch RS-Flip-Flops und JK-Flip-Flops verwirklicht werden. Dies kostet jedoch in der Regel wertvolle Produktterme, so daß Vorteile gegenüber Lösungen mit D-Flip-Flops nicht erzielt werden. T-Flip-Flops lassen sich dagegen in X-PALs mit Hilfe der zur Programmie-

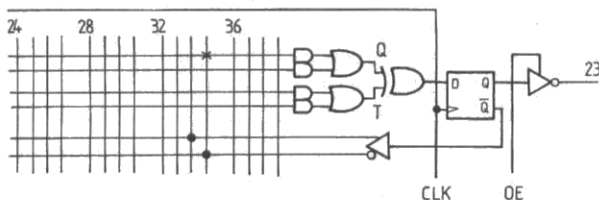


Fig. 10.43 X-PALs wie das 20X10 gestatten durch EXOR-Gatter nicht nur eine programmierbare Ausgangspolarität, sondern auch die Realisierung von T-Flip-Flops, die Zähleraltungen erheblich vereinfachen

nung der Ausgangspolarität vorgesehenen Exklusiv-ODER-Gatter realisieren, ohne die Zahl verfügbarer Produktterme einzuschränken (Fig. 10.43). Das ist für den Schaltungsentwickler sehr vorteilhaft, weil Zählerapplikationen mit T-Flip-Flops mit einer deutlich geringeren Zahl an Produkttermen zu verwirklichen sind als mit D-Flip-Flops.

Die synchrone Arbeitsweise sequentieller Logik-Schaltungen ist eine generelle Eigenschaft der PLDs, von der nur ganz wenige Bausteine abweichen. Sie hat gegenüber asynchronen Lösungen so viele Vorteile, daß auch Schaltwerke aus Bausteinen der Standard-Logikfamilien grundsätzlich synchron realisiert werden sollten, was immer möglich ist. Die beiden wichtigsten Eigenschaften der synchronen Digitaltechnik sind

- die über die gesamte Taktperiode eindeutige Größe des Ausgangsvektors (des von den Ausgangsvariablen gebildeten Bitmusters)
- die hohe Störsicherheit, die dadurch bewirkt wird, daß alle Flipflops gleichzeitig schalten und Störimpulse außerhalb des schmalen Zeitfensters keine Wirkung haben können.

Bei asynchronen Zählwerken ist dagegen ein erheblicher Aufwand erforderlich, um Schaltungen gegen ungewollte Kippvorgänge durch Einbruch der Versorgungsspannung und Mitnahmeeffekte (Übersprechen) immun zu machen. Darüber hinaus enthält der Ausgangsvektor asynchroner Zähler während der Übergangszeit von einem Zustand zum folgenden grundsätzlich falsche Werte, die zur Fehlfunktion führen können.

Register-PROMs Als typisches Register-PROM ist der Baustein CY8C245 von Cypress einzustufen. Er besitzt 9 Eingänge und 8 Tristate-Ausgänge mit externer Steuerung (Fig. 10.44).

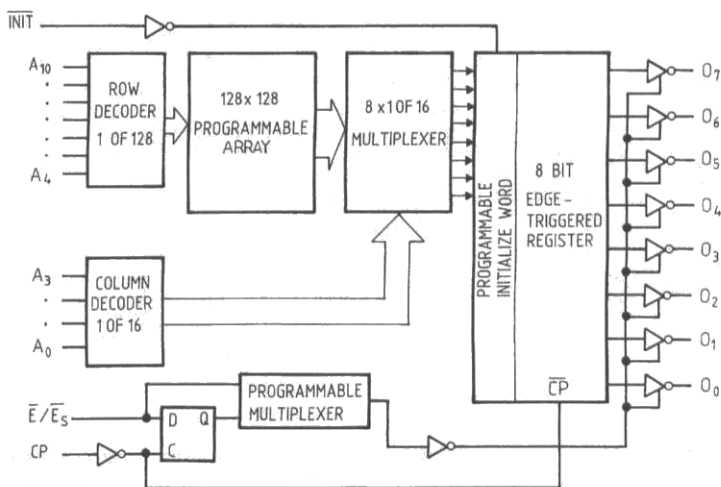


Fig. 10.44 Das Register-PROM CYC245 (Werkbild CYPRESS)

Register-PLAs Register-PLAs, von denen es nur wenige Typen von den Herstellerfirmen Valvo und Signetics gibt, erlauben durch JK-Flip-Flops mit SET- und RESET-Eingängen mehr Freiheitsgrade bei der Schaltungsentwicklung als Register-PALs, die nur über D-Flip-Flops verfügen. Als weitere Besonderheit finden wir bei ihnen neben den Ausgangsregistern sogenannte „vergrabene“ Register, die nicht an den Ausgängen liegen. Diese zusätzlichen Register tragen der Tatsache Rechnung, daß in sequentiellen Schaltungen in der Regel nicht alle

Zustände, die eine Zehlschaltung einnehmen kann, auch immer zu Ausgangssignalen führen müssen, also Bausteinanschlüsse verlangen. Die Hersteller bezeichnen diese Bausteine als Programmable Logic Sequenzer (PLS).

10.3.1.5 Makrozellen-PLDs

Das PAL 22V10 (AMD) war das erste Bauelement, in dem die sehr gute Idee der Ausgangs-Makrozelle zuerst verwirklicht wurde. Man versteht darunter komplexe Ausgangsschaltungen mit Registern und programmierbaren Multiplexern. Die Makrozelle gestattet für jeden Ausgang getrennt die Wahl

- zwischen der Eingangs- oder Ausgangsfunktion,
- der Ausgangspolarität,
- von kombinatorischen und Registerausgängen.

Die mit Abstand bekanntesten Vertreter dieser Gattung sind die Typen GAL 16V8 und GAL 20V8 (Lattice, SGS-Thompson und National Semiconductor).

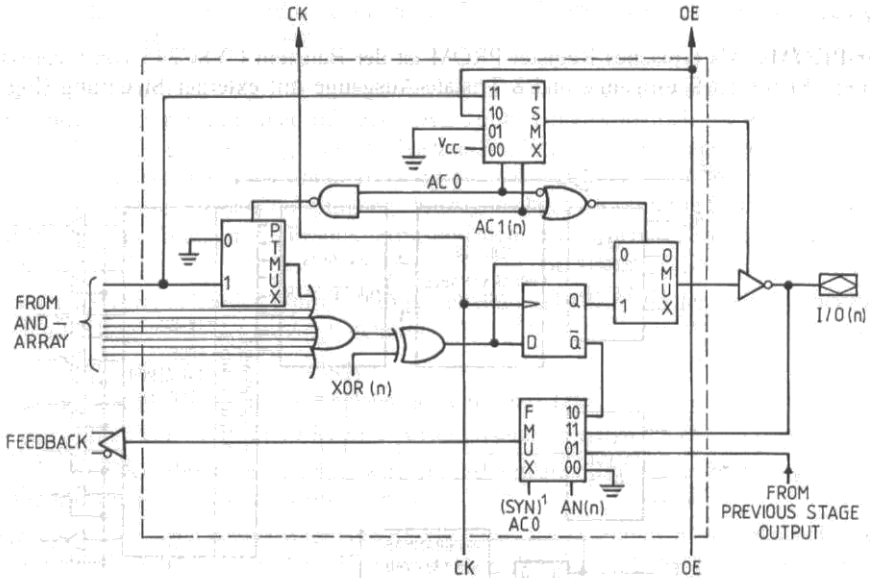


Fig. 10.45 Schaltung der Ausgangs-Makrozelle des GAL 16V8 mit drei programmierbaren Multiplexern. GALs sind durch ihre Vielseitigkeit und die elektrische Löscharkeit für die Realisierung von Laborschaltungen hervorragend geeignet

GALs (Generic Array Logic) werden in einem speziellen CMOS-Prozess hergestellt, der eine sehr hohe Geschwindigkeit mit elektrischer Löscharkeit verbindet (E²CMOS). Neue Versionen erreichen eine Verzögerungszeit von 7 ns (über 2 Gatter und die Multiplexer gemessen!).

Die beiden GALs lösen das Problem der Typenvielfalt auf elegante Weise. Sie ersetzen vollkommen etwa 50 verschiedene PALs der ersten Generation. Außerdem gestatten sie Konfigurationen, die es bisher nicht gab, beispielsweise die Realisierung eines einzigen Register-Ausgangs in einer kombinatorischen Schaltung.

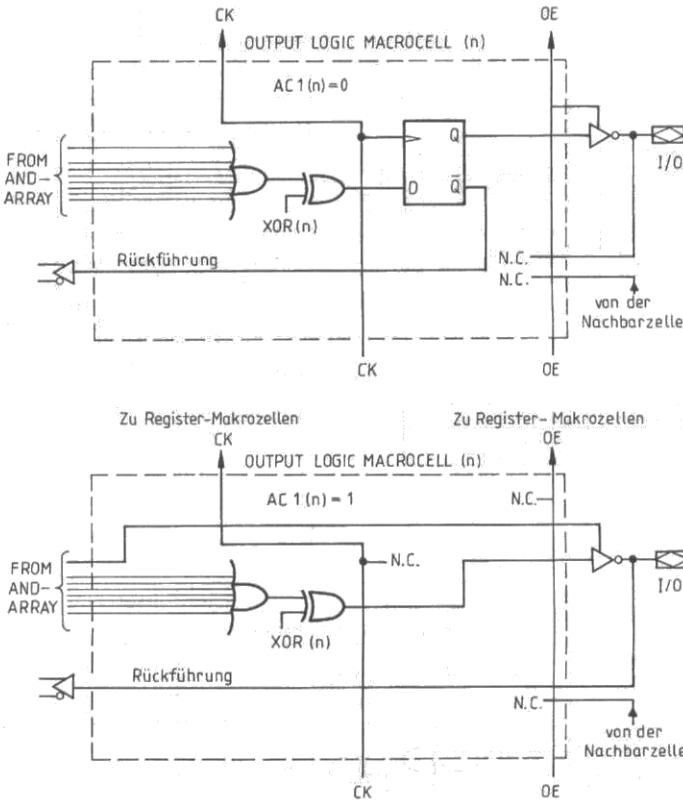


Fig. 10.48

Nur im R8-Mode für SYN=0 und ACO=1 können die Register genutzt werden. Anschluß CK (CLOCK) wird dabei für den synchronen Takt und Anschluß OE (OUTPUT ENABLE) für die zentrale Steuerung der Tristate-Buffer aller Register eingesetzt. AC1(n)=0 aktiviert die Registerfunktion der Zelle, AC1(n)=1 überbrückt das Register und bewirkt einen kombinatorischen Ausgang. Alle Ausgänge haben Rückführungen, die aber nur bei kombinatorischen Anschlüssen, bei denen die Tristate-Buffer individuell abgeschaltet werden können, als reiner Eingang nutzbar sind. Im R8-Mode haben Register-Ausgänge 8 und kombinatorische 7 Produktterme (alle Darstellungen des GAL 16V8 nach Werkunterlagen LATTICE)

GALs sind eine Weiterentwicklung der PALs, bei denen deren einfache Ausgangsschaltungen durch individuell programmierbare Ausgangsmakrozellen ersetzt sind (Fig. 10.45). Dabei steuern drei Architekturbits SYN, ACO und AC1(n) Multiplexer in der Makrozelle und bewirken dadurch drei grundverschiedene Modi C7, C8 und R8 des Bausteins (s. Fig. 10.46 bis 10.48). SYN und ACO sind globale Steuerbits, AC1(n) dagegen auf den jeweiligen Ausgang bezogen.

Jede der inzwischen auf dem Markt verfügbaren Familien von GALs hat eine andere Makrozellen-Schaltung mit besonderen Möglichkeiten, deren Eigenheiten der Entwickler in seinem Entwurf berücksichtigen muß. Dieser höhere Entwicklungsaufwand wird aber aufgewogen durch die vielen möglichen Lösungsvarianten und durch den Vorteil, anstelle von 50 verschiedenen nur noch ein bzw. zwei Bauteile vorrätig haben zu müssen.

10.3.2 Finite-State-Machines

Im Gegensatz zu kombinatorischen Schaltnetzen hängen bei sequentiellen Schaltungen die Ausgangsvariablen nicht nur von den Eingangsvariablen, sondern auch vom jeweiligen Zustand (State) des Systems ab. Dieser Zustand wird durch eine Zustandsvariable repräsentiert,

deren Wert für jeweils eine Taktdauer in Registern gespeichert wird. Man bezeichnet solche sequentiellen Schaltwerke auch mit einem Begriff aus der Automatentechnik als Finite-State-Machines (FSM). FSMs haben gegenüber der kombinatorischen Logik so viele Besonderheiten, daß ihr Entwurf in der Regel nicht mit den Beschreibungssprachen für einfache Schaltnetze erfolgt, sondern mit einer eigenen, der FSM-Syntax, die eine extrem kompakte, vollständige und eindeutige Beschreibung komplexer Schaltwerke erlaubt (s. 10.3.3.2).

Eine Finite-State-Maschine in allgemeiner Form besteht aus einem kombinatorischen Netzwerk (PAL, PROM oder PLA) und einem mehrstufigen Register mit in der Regel synchronem Takt und Reset (Fig. 10.49). Im kombinatorischen Teil der Schaltung wird aus den Eingangsvariablen und den Rückführungen der Ausgangsvariablen der Folgezustand gebildet, der mit dem nächsten Takt in das Register übernommen wird.

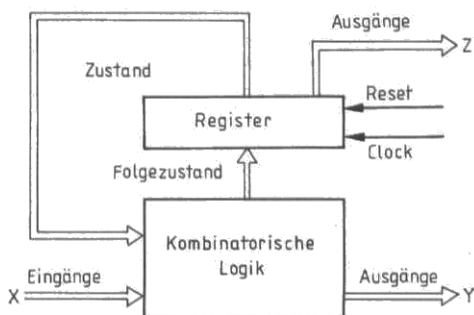


Fig. 10.49
Prinzipschaltung einer Finite-State-Maschine (FSM),
Grundform aller sequentiellen Logikschaltungen

Während sich die Ausgangsvariablen Z des Registers nur mit dem Taktsignal ändern können, kann der kombinatorische Teil auch Ausgangsvariablen Y liefern, die sich jederzeit mit den Eingangsvariablen ändern können und ausschließlich von diesen bestimmt werden.

Die Zahl der Flip-Flops in dem Register wird nicht durch die Zahl der Registerausgänge bestimmt, sondern nur durch die Zahl der Zustände, die die FSM einnehmen kann.

Um das auf einfache Weise zu verdeutlichen: Eine FSM mit 8 Zuständen kann durch drei Zustandsvariable ($2^3 = 8$) binär eindeutig beschrieben werden und benötigt daher drei Flip-Flops. Bei 9 bis 16 Zuständen ist dagegen zur eindeutigen binären Kodierung ein Flip-Flop mehr erforderlich. Andere Kodierungen (1 aus N, Bi-Quinär, aber auch BCD bei mehr als 10 Zuständen) können mehr Flip-Flops erfordern.

Schaltungen mit der beim PSL 105 vorliegenden Struktur oder Makrozellen-PLDs sind in hervorragender Weise zur Realisierung von Finite-State-Machines geeignet, also für komplexe digitale Ablaufsteuerungen, wie sie für die Automatisierung von Meßaufgaben im Laboratorium benötigt werden. Reis (1989); Tatje u.a. (1989).

10.3.3 PLD-Entwicklungssysteme

PLD-Entwicklungssysteme bestehen nach dem Stand der Technik aus

- einem Entwicklungs-Softwarepaket für IBM-kompatible PCs unter MS-DOS (gelegentlich auch für Workstations),
- einem Programmiergerät, das für möglichst viele Bausteinfamilien aller Hersteller unmittelbar oder mit Hilfe erhältlicher Adapter einsetzbar sein sollte,

- und das über eine Standard-Rechnerschnittstelle (seriell oder parallel) bzw. über eine spezielle Schnittstelle mit zugehöriger Interfacekarte für den Rechner verfügen muß,
- dem Rechner, mit dem diese Aufgabe zusätzlich zu anderen Laboranwendungen bearbeitet wird.

10.3.3.1 Anforderungen an die Entwicklungssoftware

Eine geeignete Entwicklungssoftware muß die folgenden Eigenschaften haben:

- Das Eingabeformat muß eine Formulierung der Aufgabe auf Problemebene gestatten.
Ein Adreßdekoder sollte nach dieser Forderung durch Angabe der Adreßbereiche und des Verhaltens der Ausgangsvariablen vollständig beschrieben werden können.
- Die Software muß möglichst viele unterschiedliche Eingabeformate anbieten.
Es überfordert den Entwickler, wenn er alle Aufgabenstellungen in ein und demselben Format definieren muß. Wer ist schon in der Lage, einen synchronen Gray-Code-Vor-Rückwärts-Zähler mit Booleschen Gleichungen zu beschreiben?
- Da Schaltungen häufig aus unterschiedlicher Logik bestehen, sollte die Software das Mischen von Eingabeformaten gestatten.
Der kombinatorische Teil einer Schaltung sollte daher mit Booleschen Gleichungen zu beschreiben sein, der sequentielle in dem gleichen Datensatz mit einer geeigneteren Beschreibungsform.
- Der Datensatz muß von der Software selbsttätig auf Plausibilität und Konsistenz geprüft werden.
Es ist bei der Komplexität von Ablaufsteuerungen kaum möglich, als Entwickler einen von vornherein fehlerlosen Datensatz zu schreiben.
- Die bausteinbezogene Umsetzung des optimierten Ergebnisses muß der letzte Entwicklungsschritt sein. Vorher muß bereits eine Logiksynthese durch Simulation möglich sein. Damit scheiden nicht nur die sogenannten Fuse-Editoren aus, mit denen geplagte Entwickler in der Anfangszeit direkt die Nummern der zu zerstörenden Sicherungen in den Rechner oder sogar in das Programmiergerät eintippen mußten. Ungeeignet ist auch jede Software, die nur mit Mühe die Übertragung eines Datensatzes auf unterschiedliche Bausteine erlaubt.
- Das Ausgabeformat für den Programmierer muß dem internationalen JEDEC-Format (Joint Electron Device Council, USA) voll entsprechen.
- Die Software muß Testvektoren erzeugen, die den Test des fertigen Bausteins erlauben.
- Und schließlich muß die Software eine vollständige Dokumentation der Aufgabe und ihrer Lösung bieten.

Optimierungs-Algorithmen Damit eine prinzipiell mögliche Realisierung einer Schaltung in einem bestimmten Baustein durch das Auffinden ihrer Minimalform möglich wird, muß die Software

- über einen leistungsfähigen Optimierungs-Algorithmus verfügen, der in der Lage ist, die Minimalform einer Schaltung auch zu finden,
- bereits zu Beginn der Entwicklung die Struktur des gewählten Bausteins berücksichtigen können.

Die zweite Forderung steht im Widerspruch zum Wunsch, bausteinspezifische Daten erst nach einer Schaltungsoptimierung auf logischer Ebene in einem zweiten Entwicklungsschritt ein-

geben zu müssen. Leistungsfähige Entwicklungspakete lösen dieses Problem mit drei verschiedenen Compilern für die Grundtypen PAL, PROM und PLA.

Der PAL-Compiler hat zu berücksichtigen, daß bei PAL-Strukturen jedem Ausgang eine begrenzte Zahl von Produkttermen fest zugeordnet ist. Ziel der Optimierung ist daher, jede Funktion mit der absoluten Minimalzahl von Produkttermen zu realisieren. Da Produktterme nicht an anderen Ausgängen mitgenutzt werden können, muß jede Ausgangsfunktion gesondert optimiert werden.

Der PROM-Compiler kennt das Problem der Produkttermbeschränkung nicht. PROMs haben immer genug Produktterme, um jede mögliche Funktion der Eingangsvariablen realisieren zu können. Dagegen leiden PROMs unter der Restriktion, nicht genügend Ein- und Ausgänge zur Verfügung zu haben. Das Ziel der Optimierung ist daher die Entfernung überflüssiger Eingangs- und Ausgangsleitungen.

Der PLA-Compiler berücksichtigt, daß PLAs durch die ebenfalls programmierbare ODER-Matrix die Möglichkeit der Mehrfachnutzung von Produkttermen besitzen. Es ist daher Aufgabe des Minimierungs-Algorithmus, diese Mehrfachnutzung anzustreben. Das bedingt, daß Funktionen nicht mehr für jeden Ausgang gesondert optimiert werden, sondern für alle Ausgänge gleichzeitig (Bündeloptimierung).

Tatje u.a. (1989); Göritz (1989)

10.3.3.2 Bestandteile eines PLD-Eingabedatensatzes

Es gibt auf dem Markt neben herstellerabhängigen Softwareprodukten, die lediglich für wenige Bausteintypen eines Herstellers geeignet sind, eine Reihe von universellen Entwicklungspaketen für PLDs. Die bekanntesten sind

- LOG/iC von der Firma Isdata,
- ABEL von den Firmen FutureNet und Data I/O,
- CUPL von der Firma Logical Devices.

Der Verfasser setzt LOG/iC, das den gestellten Forderungen voll entspricht, seit einigen Jahren ein. Alle Beispiele in der Folge beziehen sich daher auf die Arbeit mit diesem Softwarepaket und die dabei gesammelten Erfahrungen.

Ein PLD-Datensatz für LOG/iC enthält drei wesentliche Teile:

1. Eine Beschreibung der Aufgabe auf logischer, bauteilunabhängiger Ebene,
2. hardwarespezifische Angaben (Typ des Bausteins, u.U. besondere Hinweise zu seiner Verwendung, Zuordnung der Eingangs- und Ausgangsvariablen zu bestimmten Anschlüssen),
3. Anweisungen an den Compiler über die gewünschten Ausgabedateien (JEDEC-Programmierfile, Dokumentation, Testvektoren etc.).

Für die Entwicklung auf logischer Ebene kann anstelle eines realen Bausteins ein fiktiver (HYPERPAL, -PLA, -PROM) eingesetzt werden. HYPER-PLDs haben keine Restriktionen, d.h. genügend Anschlüsse und Produktterme. Man erreicht auf logischer Ebene daher immer eine Lösung. LOG/iC bietet sogar über eine integrierte PLD-Bibliothek (Option) geeignete Bausteine für die Realisierung an. Ist eine Lösung mit einem einzigen Baustein nicht möglich, so wird auch die Aufteilung auf mehrere PLDs (Partitionierung) selbsttätig durchgeführt.

Eingabe über Boolesche Gleichungen Auch sequentielle Schaltungen lassen sich (obwohl nicht üblich) durch Boolesche Gleichungen beschreiben. So gelten für die ersten beiden Stufen eines einfachen synchronen Binärzählers mit RESET und D-Flipflops die Gleichungen

$$QQ1 := /QQ1 \& /RESET \quad (10.47)$$

$$QQ2 := /QQ2 \& QQ1 \& /RESET + QQ2 \& /QQ1 \& /RESET \quad (10.48)$$

Dabei steht „&“ in der LOG/iC-Syntax für UND, „+“ für ODER, „#“ für EXOR und „/“ für die Negation. „:=“ bedeutet, daß die links stehende Ausgangsvariable nach dem Takt den Wert übernehmen wird, der sich aus der rechts stehenden Funktion der Eingangsvariablen vor dem Takt ergibt. QQ1 und QQ2 treten sowohl als Eingangs- als auch als Ausgangsvariable auf. Dies ist mit der internen Rückführung dieser Signale zu erklären.

Für RES = 0 (kein Reset) wechselt QQ1 mit jedem Takt von 0 auf 1, QQ2 dagegen nur, wenn QQ1 = 1 ist, d.h. mit jedem zweiten Takt. Für RES = 0 (Reset) nehmen beide Ausgänge den Wert 0 ein.

Mit zunehmender Stufenzahl werden die Gleichungen rasch zu umfangreich und komplex, deshalb wird diese Form der Eingabe in der Regel für kombinatorische Schaltungen verwendet oder für sequentielle Schaltungen mit nur wenigen Stufen.

Tab. 10.2 Datensatz für einen Adreßdekoder mit Booleschen Gleichungen als Eingabeformat. Durch den Einsatz eines fiktiven Bausteins HYPERPLD kann die Entwicklung zunächst auf logischer Ebene durchgeführt werden

```

*IDENTIFICATION
DEKODER FÜR MIKROCOMPUTERSYSTEM
LÖSUNG MIT BOOLSCHEN GLEICHUNGEN

*X-NAMES
RD, WR, ADR [0..15] ;

*Y-NAMES
RAM, ROM1, ROM2, PIO, SIO ;

*BOOLEAN-EQUATIONS
RAM      =      ADR15 ;
/ROM1    =  /RD      & WR      & /ADR13      & ADR14      & ADR15      ;
/ROM2    =  /RD      & WR      & ADR13      & ADR14      & ADR15      ;
/PIO      =      RD      & /WR      & /ADR4      & /ADR5      & /ADR6 &
              /ADR7      & /ADRB     & /ADR9      & /ADR10     &
              /ADR11     & /ADR12    & /ADR13     & /ADR14     ;
/SIO      =      ADR4      & /ADRS     & /ADR6      & /ADR7      &
              /ADRB      & /ADR9      & /ADR10     & /ADR11     &
              /ADR12     & /ADR13     & /ADR14     ;

*PLD
TYPE = HYPERPLD ;

*RUN-CONTROL
LISTING = PLOT ;

*END

```

Als kombinatorisches Beispiel für Boolesche Gleichungen dient ein Dekoder für ein Mikro-

computersystem, der 5 Selektssignale für die Adressierung von RAM, ROM, einer bidirektionalen seriellen (SIO) sowie einer unidirektionalen parallelen Schnittstelle (PIO) liefert (Tab. 10.2). Der Entwurf ist hardwareunabhängig (HYPERPLD) und hat die Darstellung der Schaltung (PLOT) zum Ziel (Fig. 10.50).

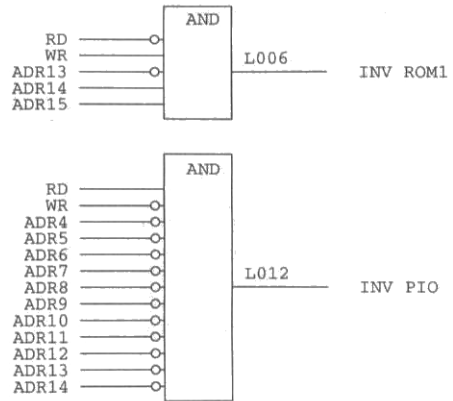


Fig. 10.50
Ausdruck eines Schaltungsausschnittes des mit dem Datensatz von Tab. 10.2 entwickelten Adreßdekoders für ein Mikrocomputersystem (Originalausdruck LOG/iC)

Eingabe über Funktionstabellen (Wahrheitstabellen) Funktionstabellen stellen tabellarisch den Zusammenhang dar zwischen allen Wertekombinationen der Eingangsvariablen (den Eingangsvektoren) und den zugeordneten Werten der Ausgangsvariablen (den Ausgangsvektoren).

Da nicht immer alle Eingangsvariablen für einen Ausgangsvektor relevant sind und gelegentlich auch der Wert einer Ausgangsvariablen beliebig gewählt werden kann, erlaubt die Funktionstafel, diesen Sachverhalt durch sog. Don't Cares (Striche in der Tabelle) zu berücksichtigen. Dabei stehen Don't Cares auf der Eingangsseite für beide Werte 0 und 1 der betreffenden Variablen, gestatten also die Einsparung einer Zeile der Beschreibung. Don't Cares auf der Ausgabeseite sind wichtiger. Sie erhöhen den Freiraum für den Compiler und vereinfachen die Schaltung.

Da Funktionstabellen den Wertebereich des Eingangsvektors immer vollständig erfassen, müssen Werte, über die nicht explizit eine Aussage gemacht wird, in einer letzten Zeile „REST“ berücksichtigt werden. Der Entwickler muß festlegen, welchen Wert die Ausgangsvariablen haben sollen, wenn keine der vorangehenden Bedingungen für die Eingangsvariablen erfüllt ist.

Eine vorteilhafte Eigenschaft der Funktionstafel ist, daß Bereiche von Variablen zu Zahlenfeldern zusammengefaßt und dabei alle Zahlensysteme (auch gemischt) Anwendung finden können. Die Kennzeichnung erfolgt durch einen nachgestellten Buchstaben. H steht für Hexadezimal, D für Dezimal, Q für Oktal und B für Binär (B kann aber auch entfallen). Die Anwendung dieser Möglichkeiten wird an der Beschreibung des bereits vorher als Beispiel dienenden Adreßdekoders demonstriert (Tab. 10.3). Entwurfsziel ist diesmal die Gewinnung der Booleschen Gleichungen.

Tab. 10.3 Datensatz für den Adreßdekode nach Tab. 10.2, jedoch hier mit einer Funktionstafel als Eingabeformat. Ziel der Entwicklung auf logischer Ebene war die Gewinnung der darunter ausgedruckten Boolschen Gleichungen

*IDENTIFICATION									
DEKODER FÜR MIKROCOMPUTERSYSTEM									
LÖSUNG MIT FUNKTIONS-TAFEL									
*X-NAMES									
RD, GTR, ADR[0..13]									;
*Y-NAMES									
RAM, ROM1, ROM2, PIO, SIO									;
*FUNCTION-TABLE									
\$ ((RD,WR)),(ADR[13..0])								((RAM, ROM1, ROM2, PIO, SIO))	;
;									
<hr/>									
— — , 0000H..7FFFH		:		0	1	1	—	—	; RAM SEL ;
0 1 , C000H..DFFFH		:		1	0	1	—	—	; ROM1 SEL ;
0 1 , E000H..FFFFH		:		1	1	0	—	—	; ROM2 SEL ;
1 0 , 8000H..800FH		:		—	—	—	0	1	; PIO SEL ;
— — , 8010H..801FH		:		—	—	—	1	0	; SIO SEL ;
REST		:		1	1	1	1	1	; NICHTS ;
*PLD									
TYPE = HYPERPLD									
*RUN-CONTROL									
LISTING = EQUATIONS									;
*END									

Mit S_i für den aktuellen und F_{i+1} für den Folgezustand kann zeilenweise vereinbart werden:

$$\begin{array}{ll} S_1 & , \quad F_2 \\ S_2 & , \quad F_3 \\ \vdots & , \quad \vdots \\ S_{15} & , \quad F_{16} \\ S_{16} & , \quad F_1 \end{array}$$

Der gleiche Sachverhalt läßt sich auch in einer einzigen Zeile zusammenfassen (ein Trivialbeispiel für die FSM-Syntax)

$$S[1..16], F[2..16, 1] \quad (10.49)$$

Bei einer Erweiterung des Zählers durch die Funktionen HALT (Fig. 10.51b), RESET (Fig. 10.51c), eventuell auch Vor-Rückwärts-Zählen sind die Sprungkonditionen durch die Steuervariablen RES, HOLD und UP festzulegen.

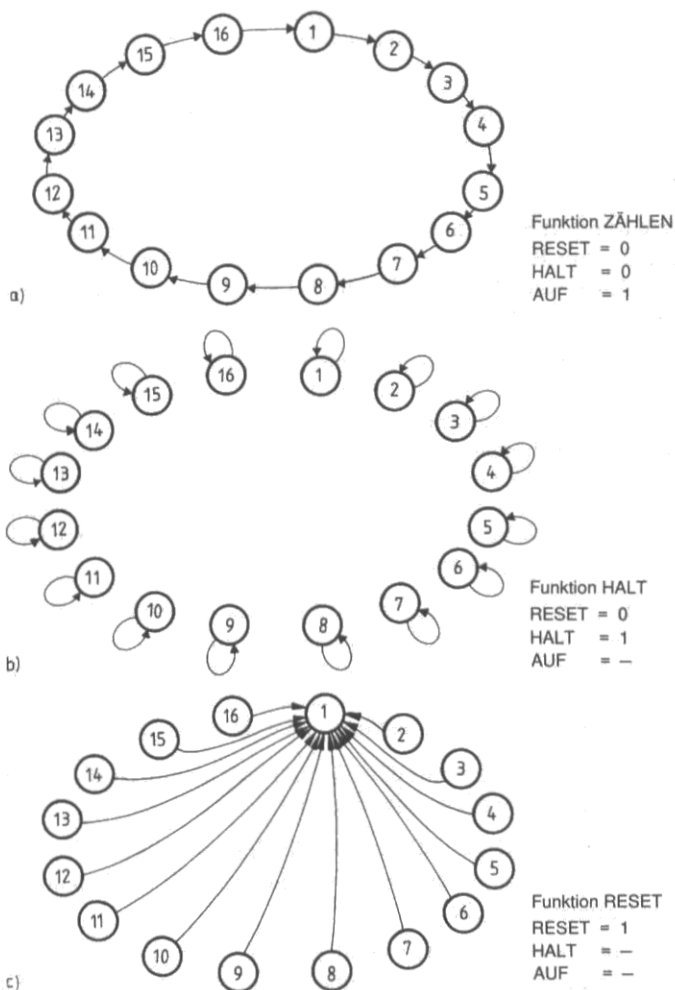


Fig. 10.51
Darstellung der Funktion des 4-Bit-Binärzählers nach Gl. (10.50) durch Blasendiagramme. Drei Steuervariablen legen die Sprungkondition beim Zustandswechsel fest

In der FSM-Syntax erfolgt die logische Beschreibung des durch HALT und RESET erweiterten Zählers in Analogie zu den Blasendiagrammen durch eine Flußtafel. In dieser werden die Steuervariablen in einer Spalte „X“ in der Reihenfolge RESET, HALT, AUF als Kondition für den spezifischen Folgezustand F_{i+1} eines Zustandes S_i aufgeführt:

$$\begin{array}{llllll}
 S[1..16], X & 0 & 0 & 1, & F[2..16,1] & ; \text{AUF-ZÄHLEN} \\
 S[1..16], X & 0 & 0 & 0, & F[16,1..15] & ; \text{AB-ZÄHLEN} \\
 S[1..16], X & 0 & 1 & -, & F[1..16] & ; \text{HALT} \\
 S[1..16], X & 1 & - & -, & F1 & ; \text{RESET}
 \end{array} \quad (10.50)$$

Die Tatsache, daß nicht alle Steuergrößen von gleicher Wertigkeit sein müssen (für RESET sind alle andern Funktionen, für HALT die Zählrichtung nicht relevant), erlaubt DON'T CAREs im Datensatz und im Blasendiagramm.

Eine Fluß-Tabelle muß alle Kombinationen der Steuergrößen beschreiben. Da die HALT-Zeile für zwei logische Zeilen, die RESET-Zeile sogar für vier Zeilen steht, ist die Konsistenzbedingung, die bei 3 Steuergrößen 8 logische Datenzeilen erfordert, für den Datensatz nach Beziehung (10.50) durch die DON'T CAREs erfüllt.

Mischung verschiedener Eingabeformate In einem praktischen Entwurfsbeispiel soll nun der mit Beziehung (10.50) beschriebene Zähler auf 8 Bit und durch die Funktionen „Vor-Rückwärts-Zählen“, „Paralleles Laden“ und „Rechts Schieben“ erweitert werden. Den vollständigen Datensatz für den Entwurf zeigt Tab. 10.4.

Dabei werden die Zählmoden durch FSM-Syntax, die Funktionen „Parallel Laden“ und „Rechts Schieben“ dagegen durch Boolesche Gleichungen beschrieben. Zur Einsparung einer Eingangsleitung werden die drei Funktionen „HOLD“, „P-LOAD“ und „SHIFT-R“ über einen Multiplexerblock durch zwei Steuervariablen S_1 und S_2 kodiert. Die Zeile „Relevant“ über der Fluß-Tabelle beschränkt deren Gültigkeit auf $S_1 = 1$, d.h. auf alle Funktionen außer „Parallel Laden“ und „Rechts Schieben“. Dadurch wird es möglich, den nicht von der Flußtafel erfaßten Wertebereich der Eingangsvariablen an anderer Stelle festzulegen (hier in dem Booleschen Beschreibungsblock).

Im Datenfeld *Z-VALUES werden den verschiedenen Zuständen Werte zugewiesen (hier die Dezimalwerte [0..255]), die über die Angabe „Z-VALUES“ im Datenfeld *STATE-ASSIGNMENT binär kodiert werden. Jede beliebige andere Kodierung ist möglich. Für die Sonderformen „1 aus N“ und „Graycode“, die LOG/iC bereits kennt, reicht es aus, unter STATE-ASSIGNMENT einfach „1-OF-N“ bzw. „GRAY“ einzusetzen.

Für die Realisierung wurde das UV-löschbare Makrozellen-PAL EP600 (Altera) gewählt. Dabei war entscheidend, daß der Baustein

- die Wahl von D-, T-, SR- und JK-Flipflops gestattet,
- bis zu 20 Eingänge besitzt und problemlos auch die Funktion „Parallel Laden“ mit 8 Dateneingängen ermöglicht.

Es wurden anstelle von D-Flip-Flops T-Flip-Flops gewählt, die die Realisierung mit 5 Produkttermen ermöglichen (gegenüber maximal 13 Pt. bei D-Flip-Flops, s. Tab. 10.5).

Tab. 10.4 Datensatz eines 8-Bit-Binärzählers mit Sonderfunktionen. Die Zählfunktionen werden in einer Flußtafel mit der FSM-Syntax beschrieben, die anderen Funktionen im gleichen Datensatz mit Booleschen Gleichungen. Durch die Angabe eines Bausteintyps und seiner Anschlußbelegung erfolgt diesmal die Entwicklung auch auf physikalischer und nicht nur auf logischer Ebene

```

*IDENTIFICATION
8-Bit-Binärzähler mit Parallel-Load und Shift-Right
;
*****
; Ausführung des Zählers mit dem ALTERA-PAL EP600
*****
; Zur Einsparung von Anschlüssen werden einige Zählerfunk-
; tionen durch Steuerleitungen S1 und S2 gesteuert:
;
;      HOLD      P-LOAD      SHIFT-R      S1      S2
;      JA        JA          NEIN          0      0
;      JA        NEIN       JA            0      1
;      JA        NEIN       NEIN          1      0
;      NEIN      NEIN       NEIN          1      1
;
*****
*X-NAMES
S1, S2, UP, RES, D[7..0], Q[7..0] ; RES = Aktiv-Low!
;
*Z-NAMES
Q[7..0]
;
*Z-VALUES
S[1..256] = [0..255]
;
*FLOW-TABLE
RELEVANT = S1=1, S2, UP, RES
;
S[1..256] , X 111 , F[2..256,1] ; COUNT UP
S[1..256] , X 101 , F[256,1..255] ; COUNT DOWN
S[1..256] , X --0 , F1 ; RESET
S[1..256] , X 0-1 , F[1..256] ; HOLD
;
*BOOLEAN-EQUATIONS
Q[7..0] := D[7..0] & /S1 & /S2 & RES ; PARALLEL-LOAD
Q[7..0] := Q[6..0,7] & /S1 & S2 & RES ; SHIFT-RIGHT
;
*STATE-ASSIGNMENT
Z-VALUES
;
*FLIPFLOPS
T-FLIPFLOPS
;
*PLD
TYPE = EP600
;
*PINS
D[0..7]=[2..9], UP=10, RES=11,
S1=14, S2=23, Q[7..0]=[15..22]
;
*RUN-CONTROL
LISTING = EQUATIONS,PLOT,PINOUT,FUSEPLOT
;
PROGFORMAT = JEDEC
;
*END

```

Tab. 10.5 Die Tabellen zeigen als Ergebnis einer Entwicklung des Zählers nach Tab. 10.4 auf logischer Ebene (mit einem Baustein HYPER-PAL) den Vorteil von T-FlipFlops (rechts) gegenüber D-Flip-Flops (links) im Hinblick auf die erforderliche Zahl von Produkttermen

FUNCTION	INV	P-TERMS	FUNCTION	INV	P-TERMS
Q7.D	NO YES	13 * 14 *	Q7.T	NO YES	5 13 *
Q6.D	NO YES	12 * 13 *	Q6.T	NO YES	5 12 *
Q5.D	NO YES	11 * 12 *	Q5.T	NO YES	5 11 *
Q4.D	NO YES	10 * 11 *	Q4.T	NO YES	5 10 *
Q3.D	NO YES	9 10	Q3.T	NO YES	5 9
Q2.D	NO YES	8 9	Q2.T	NO YES	5 8
Q1.D	NO YES	7 8	Q1.T	NO YES	5 7
Q0.D	NO YES	4 5	Q0.T	NO YES	4 5

Grafische Eingabeformate Als Option lieferbar sind auch zwei grafische Eingabeformate:

1. Eine grafische Stromlaufeingabe ist möglich über Schaltbilder, die mit einem Standardzeichenprogramm wie ORCAD oder PCAD erzeugt wurden. Ein Übersetzungsprogramm erzeugt daraus ein Texteingabeformat, das normal weiterverarbeitet werden kann.

Der Nutzen dieses Eingabeformats darf nicht überbewertet werden. Bereits die Umsetzung vorhandener Schaltungen scheitert häufig daran, daß diese nicht in synchroner Form vorliegen. Noch weniger lohnend ist es, einen neuen Entwurf auf dem Umweg über ein Schaltbild durchzuführen.

2. Das zweite grafische Eingabeformat heißt STATE/view. Die Eingabe erfolgt über ein Ablaufprogramm, das mit einem grafischen Editor aus einer Bibliothek genormter Elemente erzeugt wird. Das fertige Ablaufdiagramm wird anschliessend in ein Texteingabeformat übersetzt.

Der Nutzen von STATE/view für die Formulierung komplexer Steuerwerke (Finite State Machines) wird hoch eingestuft, weil es die Entwicklungsarbeit um einen Schritt reduziert.

Der Entwurf komplexer Schaltungen beginnt in der Regel mit einer Skizze des Ablaufschemas, dessen mühsame Umsetzung dem Entwickler durch STATE/view erspart wird.

10.3.3.3 Ausgabeformate und Dokumentation

LOG/iC bietet als Ergebnis der Entwicklung eine Fülle unterschiedlicher Ausgabedateien an. Dabei sind nur drei auf einen bestimmten Baustein bezogen und ausschließlich über einen Datensatz zu gewinnen, der Angaben über den konkreten Bausteintyp und die Belegung seiner Anschlüsse enthält. Es sind dies

- das Programmier-File für PALs und PLAs (JEDEC-Format, s. Tab. 10.6a) bzw. für PROMs (INTEL-HEX-Format) zur Steuerung des angeschlossenen Programmiergeräts. Es handelt sich dabei um zwei Formate, die zwar keine echte Norm darstellen, sich aber als sogenanntes Industrie-Standard weltweit gegen andere Formate durchgesetzt haben.
- die sogenannte Fusematrix (FUSE-PLOT), eine Liste der intakten und geöffneten Sicherungen mit ihren Nummern (s. Tab. 10.6b).
- das Anschlußbild des Bausteins (PINPLOT) mit eingetragenen Namen der Signale an den Anschlüssen. Falls ein Baustein in mehreren Gehäuseformen geliefert ist, werden alle Alternativen dargestellt (s. Fig. 10.52).

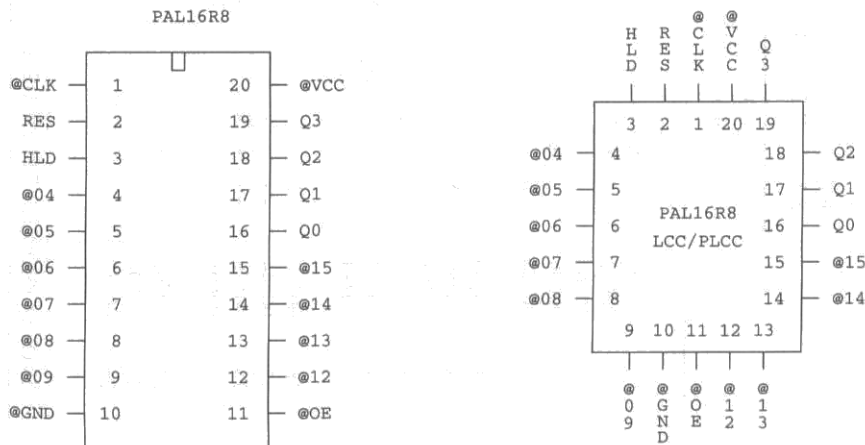


Fig. 10.52 Auch die Anschlußbelegung des Bausteins in allen lieferbaren Ausführungen ist das Ergebnis der Entwicklung (Originalausdruck LOG/iC)

Ob diese Dateien erzeugt werden oder nicht, bestimmt der Entwickler im Datenfeld *RUN-CONTROL.

Bereits als Ergebnis einer Entwicklung auf logischer Ebene für einen hypothetischen und restriktionsfreien Baustein HYPERPLD sind die folgenden Ausgabedateien zu gewinnen:

- Die Lösungsbeschreibung mit Booleschen Gleichungen in Normalform. LOG/iC ist immer (unabhängig vom Eingabeformat und bei beliebiger Komplexität) in der Lage, beliebige Probleme mit Gleichungen darzustellen (Tab. 10.7). Das ermöglicht dem Entwickler, interaktiv zu entwickeln und z.B. mit Test-Eingabedateien Bildungsgesetze von Zählern mit ungewöhnlicher Kodierung abzuleiten.
- Die Lösungsbeschreibung mit Schaltbildern (Fig. 10.53). Viele Praktiker ziehen die grafische Darstellung jeder anderen Darstellungsform vor.

Tab. 10.6 Das JEDEC-Programmierfile (a) entspricht weitgehend der Sicherungsmatrix des Bausteins (b) nach seiner Programmierung.

a)		b)		R	H	@	@	@@	@@	@@	@@
				E Q	L Q	0 Q	0 Q	0 1	0 1	0 1	0 1
				S 3	D 2	4 1	5 0	6 5	7 4	8 3	9 2
D2224*				0 0	0 0	0 1	1 1	1 1	2 2	2 2	2 3
GO*				0 2	4 6	8 0	2 4	6 8	0 2	4 6	8 0
QP020*											
QF2O4B*											
FO*											
L0000	11101111111111111111111111111111*	0	00000	- - - X	- - - -	- - - -	- - - X	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0032	11100111111111111111111111111111*	1	00032	- - - X	X - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0064	11011001110111011111111111111111*	2	00064	- - X -	- XX -	- - X -	- - X -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0096	11101110111111111111111111111111*	3	00096	- - - X	- - - X	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0128	10111111111111111111111111111111*	4	00128	- X - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0160	11101111111011111111111111111111*	5	00160	- - - X	- - - -	- - - X	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0256	10111111111111111111111111111111*	8	00256	- X - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0288	11111110111111111011111111111111*	9	00288	- - - -	- - - X	- - - -	- - - X	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0320	11110110111111111111111111111111*	10	00320	- - - -	X - - X	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0352	11111001110111011111111111111111*	11	00352	- - - -	- XX -	- - X -	- - X -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0384	11111110111011111111111111111111*	12	00384	- - - -	- - - X	- - - X	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0512	10111111111111111111111111111111*	16	00512	- X - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0544	11111111111011101111111111111111*	17	00544	- - - -	- - - -	- - - X	- - - X	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0576	11110111111101111111111111111111*	18	00576	- - - -	X - - -	- - - X	- - - X	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0608	11111011111011101111111111111111*	19	00608	- - - -	- X - -	- - X -	- - X -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0768	10111111111111111111111111111111*	24	00768	- X - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0800	11110111111111111011111111111111*	25	00800	- - - -	X - - -	- - - -	- - - X	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
L0832	11111011111111111011111111111111*	26	00832	- - - -	- X - -	- - - -	- - X -	- - - -	- - - -	- - - -	- - - -
C4120*											
000000											

18 OF 64 PRODUCT TERMS USED = 29 %

Tab. 10.7 Die Boolesche Gleichung der letzten Stufe des Zählers nach Tab. 10.4 als Ausgabe der Entwicklung. Eingabeformat war eine Flußtafel in FSM-Syntax. LOG/iC kann beliebig komplexe Probleme unabhängig vom Eingabeformat durch Boolesche Gleichungen beschreiben

```

*****
***          BOOLEAN EQUATIONS          ***
*****

;
; ATTENTION !!! T-FLIPFLOP REQUIRED FOR Q7.T
;
Q7.T := /S1      & /S2      & RES      & D7
      + /S1      & S2      & RES      & Q6
      + S1       & S2      & /UP      & RES
      + S2       & /Q6     & /Q5     & /Q4
      +          & /Q3     & /Q2     & /Q1
      +          & /Q0     &         &
      +          & UP      & RES      & Q6
      +          & Q5      & Q4      & Q3
      + S1       & Q2      & Q1      & Q0
      +          & /RES    & Q7      ;

```

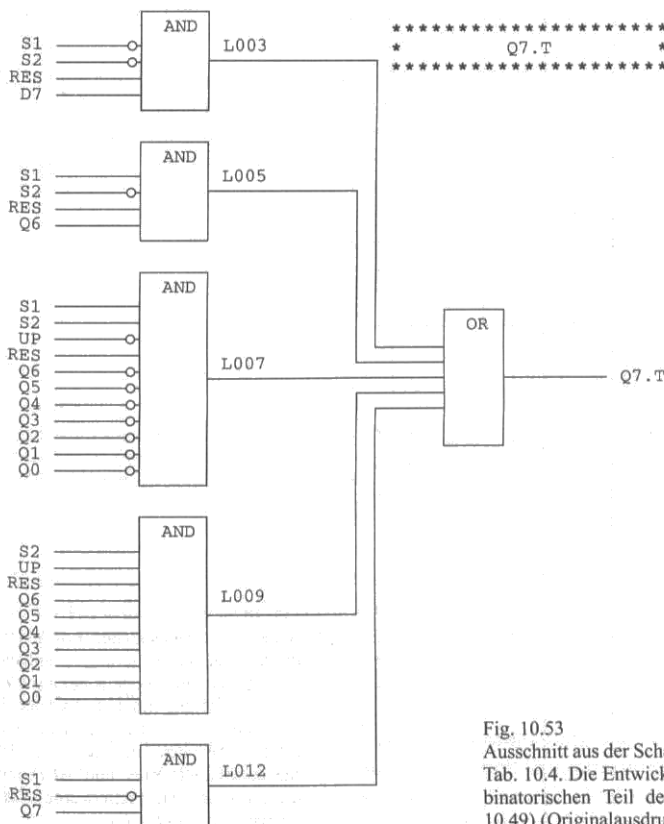


Fig. 10.53
Ausschnitt aus der Schaltung des 8-Bit-Binärzählers nach Tab. 10.4. Die Entwicklungssoftware stellt nur den kombinatorischen Teil der FSM-Schaltung dar (vgl. Fig. 10.49) (Originalausdruck LOG/iC)

10.3.3.4 Logik-Analyse an einem Simulationsmodell

Es ist äußerst hilfreich, wenn der Anwender die Funktion einer Schaltung bereits zu einem sehr frühen Zeitpunkt anschaulich darstellen und beurteilen kann. Das gilt besonders für Konzepte, die erst während ihrer Entwicklung zur endgültigen Form gelangen (interaktiver Entwurf). LOG/iC unterstützt ein solches Vorgehen des Entwicklers sehr weitgehend. Mit dem als Option lieferbaren Functional Verifier ist es sogar möglich, bereits in der Phase der logischen Entwicklung anhand eines Simulationsmodells eine Logik-Analyse durchzuführen. Dabei ist es (wie bei der Logik-Analyse einer tatsächlich vorhandenen Schaltung) möglich, Steuergrößen einzustellen und die Auswirkung auf die Schaltungsfunktion zu überprüfen (Fig. 10.54).

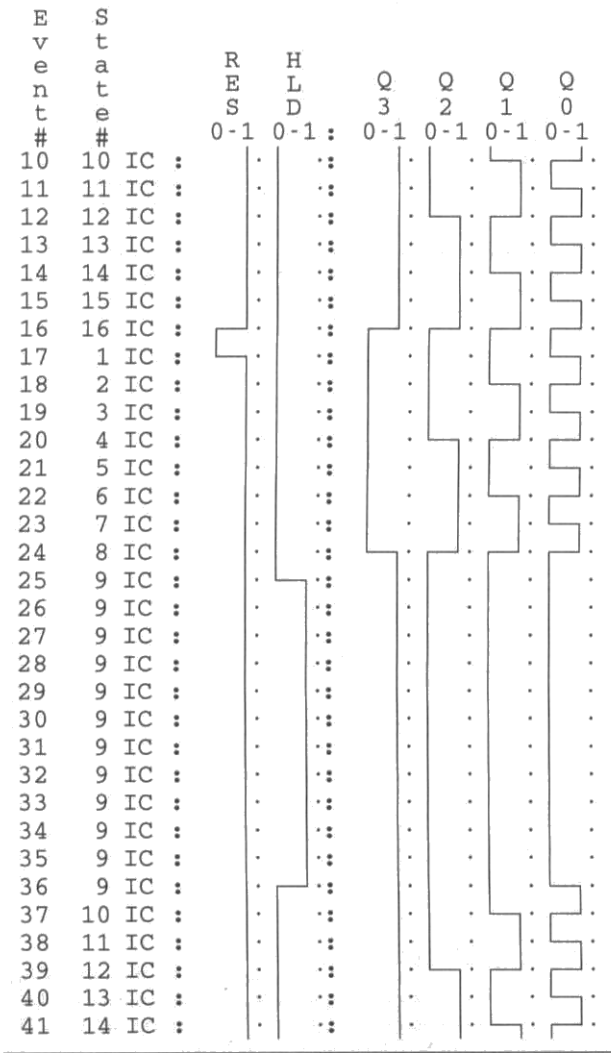


Fig. 10.54
Sogar eine Analyse der Logik von der Schaltungsrealisierung ist anhand eines Simulationsmodells der entwickelten Schaltung möglich. Es handelt sich um den 4-Bit-Zähler nach Gl. (10.50), bei dem die Wirkung der Steuervariablen RES und HLD auf die Funktion untersucht wurde (Originalausdruck LOG/iC)

10.3.3.5 Bausteintest mit Testvektoren

PLD-Schaltungen werden in der Regel funktional getestet, d.h., eingesetzt in die Gesamtschaltung. Dieses Verfahren versagt, wenn die Gesamtschaltung erst später oder nur an einem anderen Ort zur Verfügung steht.

Prinzipiell ist eine umfassende Beurteilung eines kombinatorischen PLD-Bausteins auch dadurch möglich, daß in einer Testschaltung für alle denkbaren Bitmuster der Eingangsvariablen die Reaktion der Bausteinausgänge festgestellt wird. Dies ist jedoch bei 2^n Möglichkeiten für n Eingangsvariable ein sehr unpraktikables Verfahren. Ganz unmöglich ist mit diesem Verfahren der Test sequentieller Schaltungen. Es müssen ja nicht nur die Eingangsvariablen, sondern für jede ihrer Kombinationen zusätzlich die Zustandsvektoren des Netzwerks variiert werden.

Der Test mit Testvektoren basiert auf der Überlegung, daß nur ein geringer Teil der möglichen Änderungen des Eingangs- und des Zustandsvektors tatsächlich Reaktionen an den Bausteinausgängen hervorruft. Diese Vektoren werden automatisch erzeugt und an das JEDEC-Programmierfile angehängt. Der Test erfolgt im Programmiergerät unmittelbar nach Abschluß der Programmierung.

Für kombinatorische Logik erfolgt die Testvektorerzeugung produkttermorientiert. Die Auswahl der Eingangsvektoren erfolgt so, daß einer der Produktterme aktiviert wird und eine Änderung der zugehörigen Ausgangsvariablen bewirkt. Kombinatorische Logik ist zu 100 % testbar.

Bei sequentieller Logik ist das Ziel die Auswahl der wenigen relevanten Zustandsvektoren, bei deren Einstellung mit dem nächsten Takt ein Ausgang kippt. Diese Voreinstellung ist jedoch nur möglich bei Register-PLDs mit einer sogenannten PRELOAD-Schaltung (s. Fig. 10.55).

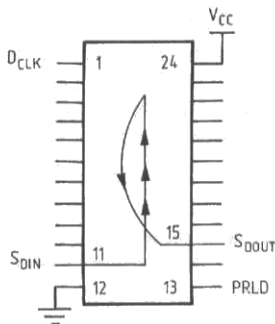


Fig. 10.55

Die Preload-Schaltung des GAL 16V8, ein Schieberegister zum Laden von Test-Vektoren, das durch Überspannung an Anschluß 13 aktiviert wird. Die Preload-Funktion erlaubt auch bei sequentieller Logik einen umfassenden Bausteintest

Alle anderen sequentiellen Schaltungen, bei denen der Zustandsvektor nur durch Einzählen geändert werden kann, sind nur bei einer geringen Zustandszahl testbar.

Tatje u.a. (1986); Reiff (1989); Sadorf u. Weinbacher (1989)

10.3.3.6 Programmiergeräte

Mit dem Aufkommen der PLDs als neuer Bausteingattung wurden die für die Programmierung der PROMs und EPROMs bereits vorhandenen Programmiergeräte so weiterentwickelt, daß man mit ihnen auch PLDs programmieren konnte. Dies war einfach möglich, besteht doch technologisch zwischen einem PROM und einem PLD in Fuse-Link-Technik kein Un-

terschied. Diese Geräte bestanden aus einem Grundgerät und einem Satz bausteinspezifischer Prüfadapter (sog. Personality Moduls) mit einer für die jeweilige Bausteinfamilie speziellen Anpassungselektronik.

Das Grundgerät enthielt neben der Stromversorgung alle zur Bedienung notwendigen Komponenten, mindestens also eine Eingabetastatur und eine alphanumerische Anzeige. Eine Rechnerschnittstelle war, wenn überhaupt vorhanden, eher nebensächlich.

Es muß dringend davon abgeraten werden, solche Universal-Programmierer, die der Markt immer noch anbietet, zu kaufen. Da die Zahl unterschiedlicher Bauteile rasch wächst, steigt auch die Zahl der Prüfadapter, die der Anwender für seine Arbeit benötigt, schnell an. Das führt zu immensen Folgekosten beim Einsatz dieser Geräte. Dessenungeachtet ist man mit ihnen doch nie auf dem aktuellem Stand der PLD-Technik.

Seit einigen Jahren gibt es eine neue Art von Programmiergeräten, die flexibler der Weiterentwicklung der Bauteile folgen kann. Bei diesen neuen Geräten ist die Bedienung nur über den angeschlossenen Rechner möglich. Das führt nicht nur zur Einsparung der Kosten für die Tastatur und Anzeige und zur Steigerung des Bedienungskomforts, sondern vor allem zur problemlosen Anpassung der Geräte an unterschiedliche Programmialgorithmen über die Rechnersoftware. Der wesentlichste Fortschritt dieser Geräte besteht aber im Konzept der sogenannten Pintreiber. Man versteht darunter eine Anpassungselektronik, die für jeden Anschluß der Prüffassung mit Ausnahme der Stromversorgungsanschlüsse einen vollständigen Impulsgenerator und einen Analog-Digital-Wandler enthält. Diese Pintreiber sind in der Lage, Spannungen zwischen 0 V und +25 V (bei einigen Geräten sogar -36 V bis +40 V!) in 0,1 V-Schritten nicht nur zu liefern, sondern für die Verifikation des Bausteins auch digital messen zu können.

Nach dem Stand von 1992 muß man für Universalgeräte mit dieser Technik etwa 4 000 DM aufwenden. Die neuen Geräte kosten damit trotz der aufwendigen Pintreiber-Technik nur etwa soviel wie die Grundgeräte der ersten Generation von Programmierern.

Das Problem, daß neue Bausteine zunehmend nicht mehr in DIL-Gehäusen, sondern für die SMD-Technik (Surface Mounted Devices) in sogenannten Flat-Pack-Gehäusen geliefert werden (s. Fig. 10.52), wird auch bei den neuen Geräten durch Adapter für die Prüffassung gelöst. Diese Adapter sind aber relativ preiswert, weil sie keine Elektronik enthalten müssen.

Literatur zu 10.3

- Agrawal, O.P. (1991): Zukunftstrends bei programmierbarer Logik. *Elektronik Informationen* 7, 37–39
- Auer, A. (1990): Programmierbare Logik–IC. Reihe Mikroelektronik, Bd. 3. Heidelberg: Hüthig
- Auer, A. (1991): PLD-Handbuch, Teil 1–3. Reihe Mikroelektronik, Bd. 6. Heidelberg: Hüthig
- Görz, J. (1989): PLD-Design mit modernen Hilfsmitteln. *Design & Elektronik* 11, 146–148
- Mehlo, H. (1989): Aufbau und Programmierung von PALs, Teil 1–2. *Design & Elektronik* 18, 60–62 usf.
- Petersen, K. (1988): Programmierbare Logik. *Elektronik industrie* 11, 77–78 usf.
- Reiff, E.C. (1988): PLD-Compiler mit Logiksynthese. *Design & Elektronik* 24, 142–144
- Reis, W. (1989): Zustandsmaschinen aus programmierbaren Logikbausteinen. *Elektronik Informationen* 9, 70–72
- Sadorf, H.; Weinbacher, T. (1989): Realisierungsunabhängiger Elektronik-Entwurf. *Design & Elektronik* 24, 156–161
- Schimmer, F. (1990): Optimierung von PLD. *Elektronik Informationen* 1, 64–65
- Tatje, J. (1989): Optimierung – immer noch unverzichtbar. *Elektronik industrie* 5, 62–64
- Tatje, J.; Biel, G. (1986): Neue Perspektiven für PLDs durch den universellen Logik-Compiler LOG/IC. *Der elektroniker* 6, 50–62
- Tatje, J.; Ditzinger, A. (1986): PLD-Design auf dem PC. *Design & Elektronik* 9, 128–132

10.4 Integrierte Schaltungen mit software determinierter Funktion (R. Oppermann)

10.4.1 Einführung

Der Wunsch, Digitalrechner für Aufgaben der Steuerung und Regelung technischer Prozesse aller Art einsetzen zu können, scheiterte zunächst an deren Größe und nicht ausreichender Geschwindigkeit. Das änderte sich mit der Erfindung des Mikroprozessors (s. Abschn. 10.5 u. 10.6).

Damit wurden Mikrorechner auf einer einzigen Leiterkarte entwickelt, ohne Bedienungselemente, mit reduzierten Speichern, aber vielen Schnittstellen. Diese Minimalsysteme steuerten Maschinen, Anlagen, Meßgeräte. Sie wurden als Einplatinencomputer (nach der Bauform) oder Mikrocontroller (nach der Aufgabe) bezeichnet.

Es war geradezu selbstverständlich, daß alle Hersteller früh mit der Entwicklung solcher Minimalsysteme in einem einzigen Chip begannen (Einchip-Prozessoren, Integrierte Mikrocontroller). Diese Bauteile fanden wegen ihres günstigen Preises Eingang in technische Geräte unterschiedlichster Art. Bald wurde der Begriff Mikrocontroller auf die integrierte Form der Controller beschränkt.

In einem weiteren Entwicklungsschritt wurden die externen Schaltungen, mit denen integrierte Mikrocontroller zusammenarbeiteten, mit diesen zu einem einzigen Chip vereinigt. Analog-Digital- und Digital-Analog-Konverter, Normenwandler, Schaltungen zur Bild- und Tonverarbeitung und andere Peripherieschaltungen wurden integriert. Dies führte zu hochkomplexen Bauteilen für die Signalverarbeitung, die nicht nur mit einer digitalen, sondern auch mit einer analogen Umgebung zusammenarbeiten konnten, im Innern aber immer eine rein digitale, programmgesteuerte Verarbeitung durchführten. Aus diesen auf die jeweilige Aufgabe spezialisierten Prozessoren entstand bald eine besondere Linie mit der Bezeichnung Digitaler Signalprozessor (DSP). Deren Kennzeichen war nicht mehr die Integration von Wandlern für analoge Größen. Dafür enthielten sie Hardwareschaltungen für eine leistungsfähige Arithmetik und die digitale Realisierung der schnellen Fouriertransformation und der Signalfilterung. Die enorme Leistungssteigerung erschloß den DSPs zunehmend Aufgaben, die ursprünglich ausschließlich analog gelöst wurden.

Schon 1987 wurden täglich mehr als 1 Million Mikrocontroller und Signalprozessoren abgesetzt. Ein Ende dieser Entwicklung ist nicht abzusehen. Bereits September 1990 stellte AMD einen kompletten IBM-kompatiblen AT 286 (ohne RAM) als Einchip-PC vor. Damit schließt sich der Kreis, der einmal bei den Mikrorechnern begonnen hat.

v. Bechen (1991)

10.4.2 Mikrocontroller

10.4.2.1 Mikrocontroller-Familien

Alle populären Standardprozessoren fanden als Prozessorkern Eingang in integrierte Mikrocontroller (MCUs). Durch Variationen der Größe des Arbeitsspeichers und des Festwertspeichers sowie durch dessen unterschiedliche Ausführung (EPROM, EEPROM, Masken-ROM) entstand eine Vielfalt von Typen, die untereinander und mit dem Stammprozessor immer binärkompatibel (struktur- und befehlskompatibel) waren. Auf der Basis des 8-Bit-Prozessors

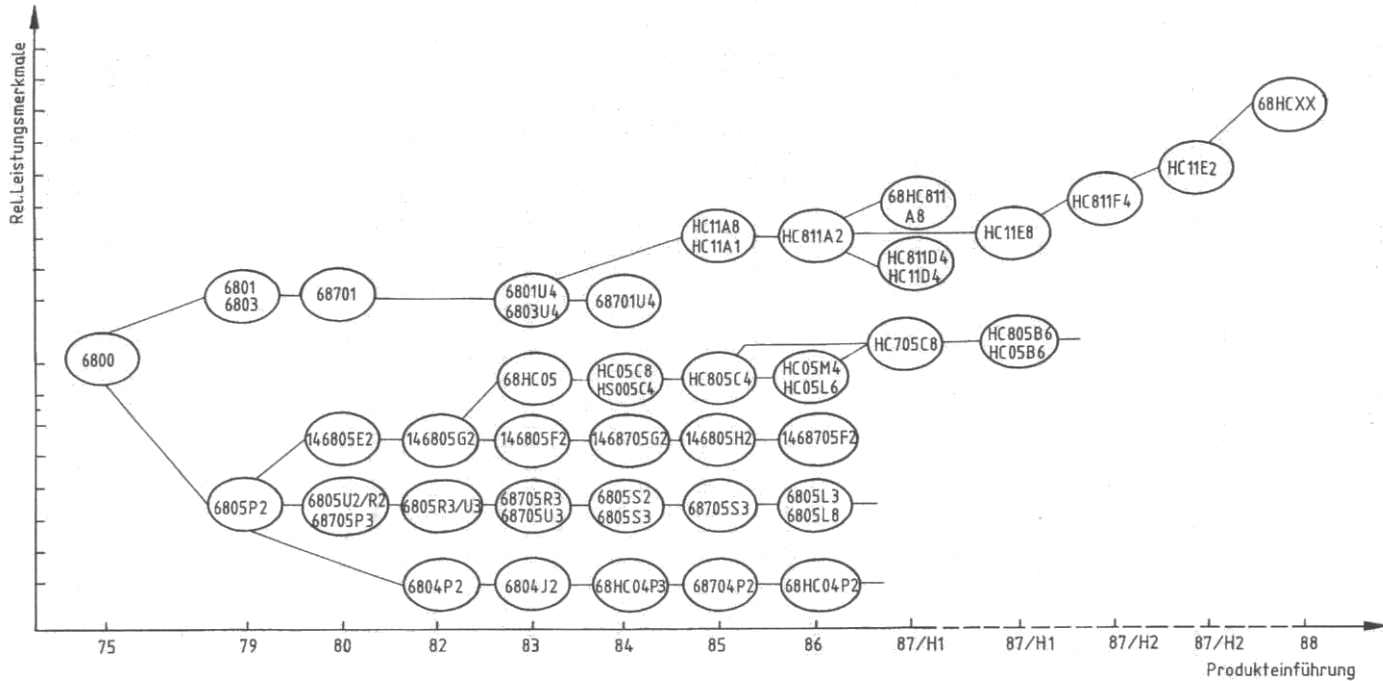


Fig. 10.56 Mikrocontroller-Familien mit dem Prozessorkern des MC 6800 von Motorola. (Quelle: Design & Elektronik Nr. 5 (1987))

MC 6800 (Motorola) allein entstand eine Familie mit mehr als 30 verschiedenen 8-Bit-MCUs (Fig. 10.56). 15 Jahre alte Prozessoren wie der 8080 (Intel), der Z80 (Zilog) oder der 6502 (MOS-Technologie, Rockwell u. Commodore) erlebten eine Renaissance als Controller, insbesondere aufgrund der umfangreichen verfügbaren Software.

Die Entwicklung blieb nicht beim Stand der Standardprozessoren stehen. So bildeten bald auch die Prozessoren 68 000, 68 020, 68 030 und 68 040 den Prozessorkern von 16-Bit- und 32-Bit-MCUs. Der vom MC 68 040 abgeleitete Controller MC 68EC040 bietet bei einer Taktfrequenz von 25 MHz und ca. 1 Million Einzeltransistoren (vergleichbar dem Intel 80 486) eine Leistung von 20 MIPS (Million Instructions per Second). Längst hat auch die Technik reduzierter Befehlsstrukturen (RISC-Prozessoren, Reduced Instruction Set of Commands) bei Controllern Anwendung gefunden.

Ein Entwicklungssprung wurde erreicht durch die Anwendung der Harvard-Struktur anstelle der traditionellen v. Neumann-Struktur. John von Neumann veröffentlichte 1948 zuerst das Prinzip, nicht nur Daten, sondern auch Programme im Rechner zu speichern. Das erlaubte selbsttätige logische Entscheidungen des Rechners über die Programmfortsetzung in Abhängigkeit von Zwischenergebnissen. Die logische oder arithmetische Verknüpfung der Daten fand in den Registern innerhalb des Prozessors statt. Man bezeichnet solche Rechner als Einadressen-Maschinen (Fig. 10.57). In der Universität Harvard wurde zuerst versucht, Ver-

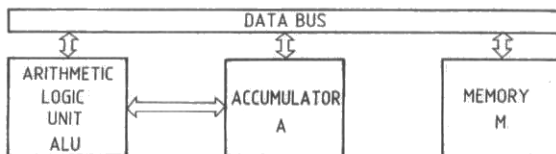


Fig. 10.57 Computer mit der klassischen v. Neumann-Struktur sind Einadressen-Maschinen. Eine Zelle des allgemeinen Speichers kann nicht mit einer zweiten Zelle, sondern nur mit dem Akkumulator im Prozessor logisch oder arithmetisch verknüpft werden.

knüpfungen direkt von einer Speicherstelle zur anderen durchzuführen (Harvard-Struktur → Zweiadressen-Maschinen) (vgl. DSP TMS320, Fig. 10.70). Die Einsparung von Transportbefehlen führte zur erheblichen Leistungssteigerung. Kennzeichen der Harvard-Maschinen sind getrennte Busse für Daten und Befehle. Bei integrierten Mikrocontrollern, bei denen sich der Speicher mit der CPU im gleichen Chip befindet, war das naturgemäß leichter durchzuführen als bei Standardprozessoren mit externem Speicher.

Als Folge dieser Entwicklung muß der Anwender heute auswählen aus einer schwer überschaubaren Vielzahl von mehreren Hundert Einzeltypen von Controllern mit stark unterschiedlichen Leistungsmerkmalen, die sich in Familien mit übereinstimmenden Strukturen und Befehlssätzen einordnen lassen.

10.4.2.2 Auswahlkriterien für Mikrocontroller

Für die Anwendung als Steuer- und Regelschaltung im Laboratorium ist eine extreme Geschwindigkeit nicht erforderlich. Zeitkritische Anwendungen sollten mit digitalen Signalprozessoren (s. 10.4.3) oder Sequenzern der PLD-Technik (s. 10.3.1) realisiert werden. Entscheidender ist die Unterstützung, die der Anwender erhalten kann, und vorhandenes Know-how. Beim Einstieg in die Controllertechnik sollten daher die folgenden Fragen geklärt werden:

- Welche Software steht zur Verfügung? Erforderlich sind nicht nur Entwicklungs- und Testwerkzeuge, sondern auch Bibliotheksmodule für Standardaufgaben.
- Gibt es Hardwarehilfsmittel? Dazu gehören Entwicklungsboards, Zubehör zur Verbindung des Zielsystems mit dem Entwicklungsrechner, Testhilfsmittel, Programmierer für die Controller-EPROMs.
- Besteht ein Angebot an unterstützender Literatur? Dazu zählen Datenblätter, Anwendungsberichte, Lösungsbeispiele.

Bei einer Prüfung des Marktangebots stößt man immer wieder auf die sehr populäre Controllerfamilie 8051 mit dem Prozessorkern des Intel 8080, für die es eine Fülle von Entwicklungs- und Testsoftware für IBM-PCs und auch fertige Entwicklungsplatinen gibt. Die Wahl dieser Familie mit inzwischen 10 verschiedenen Typen ist daher sicher eine gute Entscheidung.

Philippi (1988)

Controller mit dem Prozessorkern 6502 sind eine interessante Alternative. Dafür gibt es vier Gründe:

- Der Beginn der rechnergestützten, automatisierten Meßtechnik wurde begründet mit Rechnern der Typen KIM, AIM 65, Apple II und PET 2001, alle mit dem Prozessor 6502. Es gibt für keinen anderen Prozessor soviel vorhandenes Know-how.
- Soft- und Hardware-Entwicklungshilfsmittel für den 6502 sind häufig vorhanden und werden noch immer angeboten.
- Von besonderem Vorteil ist, daß vorhandene Rechner mit dem 6502 (z. B. Commodore oder Apple) als Entwicklungsrechner genutzt werden können. Das erlaubt den Soft- und Hardwaretest im Entwicklungssystem. Der Einsatz von Cross-Assemblern und Emulatoren ist nicht erforderlich.
- Es gibt zwar nur wenige „echte“ Controller mit dem 6502 als Prozessorkern, dieser Mangel wird aber mehr als ausgeglichen durch ein großes Angebot von preiswerten Einplatinencomputern mit dem 6502, z.T. auch als Bausatz. Der Einstieg in die Controllertechnik ist auch mit Einplatinencomputern zu verwirklichen, die Freiheit der Schnittstellenauswahl ist dabei sogar größer. Und schließlich ist die Umsetzung in eine Einchip-Lösung jederzeit möglich.

Thienel u. Sauer (1985)

10.4.2.3 Mikrocontroller mit dem Prozessorkern 6502

Obwohl wir uns bei Controlleranwendungen nicht auf Einchip-Lösungen beschränken wollen, sollen die beiden Mikrocontrollerfamilien mit dem Prozessorkern 6502 zunächst untersucht werden.

Die Controller 6500/1, R6501Q, R6511Q, R6541Q Der 6500/1 (MOS-Technologie) und die Familie R6501Q-41Q (Rockwell) sind bereits fast 10 Jahre alt. Dennoch sind diese Typen bei geringem Anspruch an die Geschwindigkeit (Takt 2 MHz) mit ihren 32 bidirektionalen Eingangs-/Ausgangsleitungen für viele Aufgaben immer noch gut geeignet. Die Eigenschaften des R6501Q, der mit den anderen Vertretern weitgehend identisch ist und dessen Blockschaltung Fig. 10.58 zeigt, sind:

- 192 Byte RAM, davon 32 Byte über einen besonderen 3V-Batterieanschluß pufferbar.
- Vier Parallelschnittstellen mit insgesamt 32 bidirektionalen I/O-Leitungen. Davon ein Port mit Tri-stateausgängen, ein Port mit softwaregesteuertem Eingangslatch zur Speicherung von Eingangssignalen, die nur kurzzeitig anstehen. Zwei der Ports können als Adreßbus für Speichererweiterungen bis zu 64 KB eingesetzt werden.

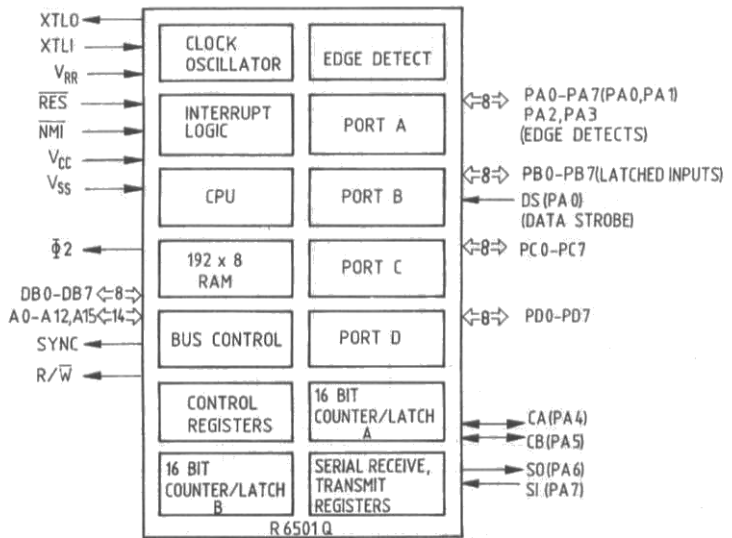


Fig. 10.58 Blockschaltbild des integrierten Mikrocontrollers R6501Q (Werkbild Rockwell)

- Ein serieller Kanal erlaubt asynchronen Voll-Duplex-Betrieb oder die Verwendung als synchrones Schieberegister.
- Die Wortlänge ist wählbar (5 oder 8 Bit).
- Zwei unabhängige, kaskadierbare Zähler/Timer gestatten Intervallmessungen, Impulserzeugung und Ereigniszählung.
- Vier Port-Leitungen haben Handshake-Funktionen im Bereich der Schnittstellen und Timer.
- Eine Interrupt-Logik für insgesamt 10 verschiedene Quellen gestattet die Programmunterbrechung durch bestimmte Ereignisse im Schnittstellen- und Zähler/Timer-Bereich.

Der 6501Q verfügt über die Register und den vollständigen Befehlssatz des 6502, erweitert um vier Instruktionen zur Bit-Manipulation:

SMB	Setze Memory Bit
RMB	Setze Memory Bit zurück
BBS	Springe, wenn Bit gesetzt
BBR	Springe, wenn Bit nicht gesetzt ist

Externe Speichererweiterungen Da der 6501Q kein ROM besitzt und das RAM mit 192 Byte für viele Anwendungen zu klein ist, können EPROMs und SRAMs zur Speichererweiterung an die Ports angeschlossen werden (Fig. 10.59 und 10.60)

Die Controller-Familie MELPS 740 Reichhaltiger im Typenspektrum, vielseitiger in den Schnittstellenfunktionen und mit bis zu 10 MHz-Takt schneller sind die Controller der Familie MELPS 740 von Mitsubishi. Es gibt diese Serie für Entwicklungszwecke mit einer EPROM-Fassung auf dem Gehäuse (Piggy Back, Fig. 10.61). Lieferbar sind Typen mit 56 bidirektionalen Portleitungen, mit integrierten A/D-Wandlern oder mit Treibern für den unmittelbaren

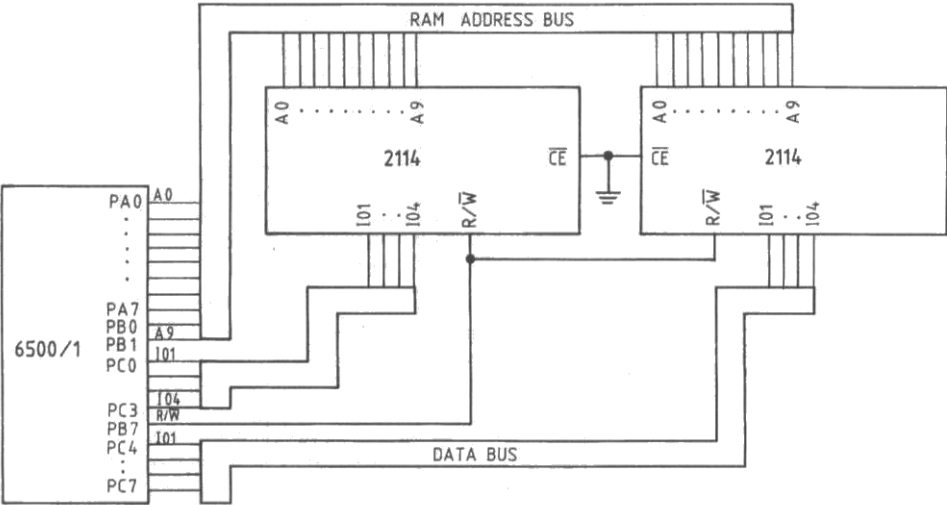


Fig. 10.59 Erweiterung des Systemspeichers durch ein externes RAM. Portleitungen dienen nicht nur als Adreß- und Datenbus, sondern schalten auch die Schreib-/Leseleitung um (Werkbild Commodore)

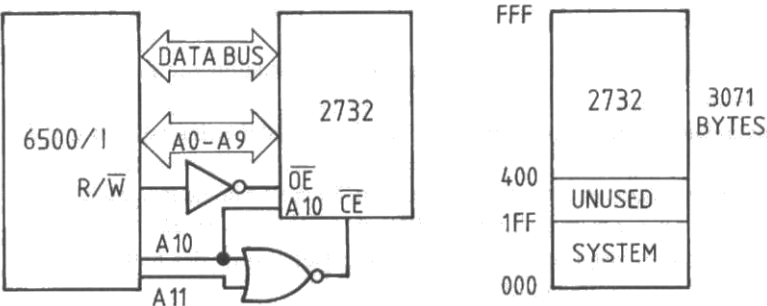


Fig. 10.60 Erweiterung des Systemspeichers durch ein externes ROM (Werkbild Commodore)

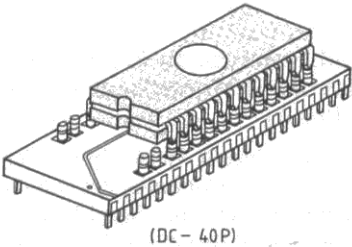


Fig. 10.61 Mikrocontroller mit integrierter EPROM-Fassung für Entwicklungszwecke

Anschluß von Fluoreszenz-Anzeigen. Ein Baustein besitzt sogar eine vollständige Schrittmotorsteuerlogik. Auch der MELPS 740 kann extern den Speicher über Busleitungen erweitern. Thews u.a. (1991)

10.4.2.4 Struktur der Hardware

Die Schaltung des 6502 in den Controllern zeigt eine Teilung in den Registerbereich und den Kontrollbereich (Fig. 10.62). Im Kontrollbereich werden Signale zur Steuerung der Abläufe im Prozessor und der Peripherie abgegeben und empfangen. Bei der Behandlung der Funktionen und Signale sind Bezüge zur Software nicht immer zu vermeiden.

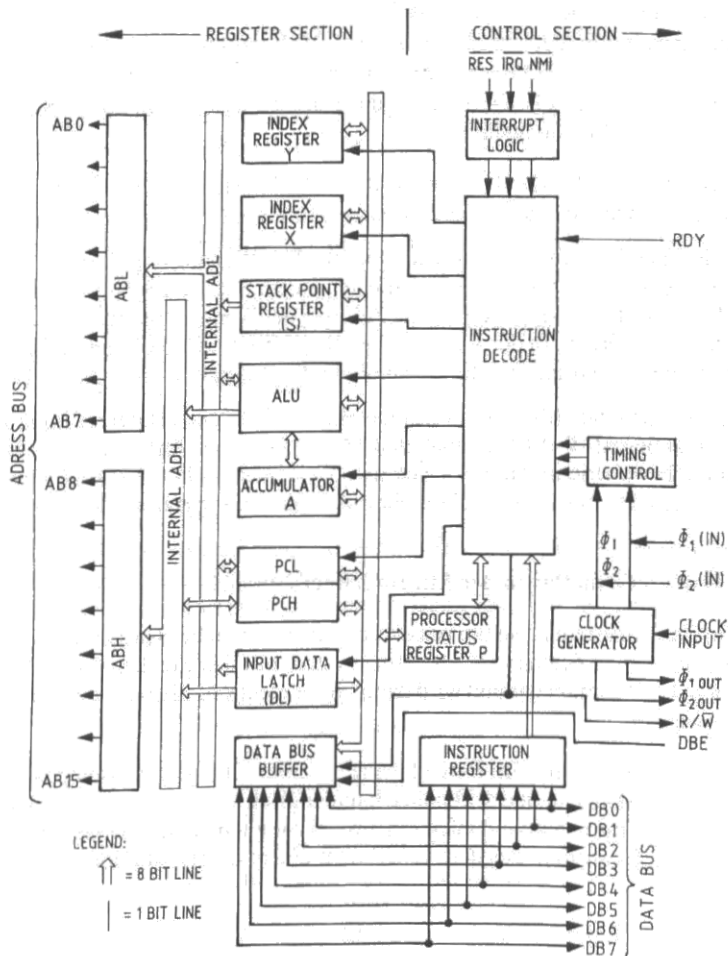


Fig. 10.62 Blockschaltbild des Mikroprozessors 6502, der als Prozessorkern in den Mikrocontrollern R6501Q und 6500/1 dient. Im Register-Bereich findet die Verknüpfung der Daten statt, während der Kontroll-Bereich die Peripherie steuert (Werkbild Rockwell)

Die Signale Φ_0 , Φ_1 , Φ_2 Eine in Φ_0 eingespeiste Rechteckspannung erzeugt an Φ_1 und Φ_2 den nicht überlappenden zweiphasigen Systemtakt für die Synchronisierung der angeschlossenen Peripherie.

Das Signal RES RES muß durch einen externen Resetgenerator mindestens 6 Zyklen lang auf L gehalten werden, um Störungen durch das Einschwingen des Systems nach Anlegen der Versorgungsspannung zu verhindern. Der Wechsel auf H bewirkt einen definierten Systemstart mit Sprung des Programmzählers zur Adresse, die in den Speicherstellen FFFC/FFFD steht (indirekter Sprung in das Initialisierungsprogramm, dessen 16-Bit-Adresse zwei Speicherplätze benötigt).

Die Interruptsignale IRQ und $\overline{\text{NMI}}$ IRQ und $\overline{\text{NMI}}$ erlauben der Peripherie eine Unterbrechung des laufenden Programms. IRQ kann durch das Setzen eines Bits im Statusregister (eines Flags) verhindert (maskiert) werden. $\overline{\text{NMI}}$ (Nonmaskable Interrupt) ist nicht maskierbar. Ein L-Signal an IRQ oder $\overline{\text{NMI}}$ bewirkt einen Sprung zu den Speicherstellen FFFE, FFFF bzw. in FFFA, FFFB. Dort stehen die Startadressen von Interrupt-Service-Routinen für die beiden Unterbrechungsfälle.

Das Signal R/ $\overline{\text{W}}$ Mit R/ $\overline{\text{W}}$ steuert die CPU die Richtung der Übertragung auf dem bidirektionalen Datenbus (Schreiben, Lesen).

Im Registerbereich findet die arithmetische Verarbeitungslogik (ALU, Arithmetic Logic Unit) sowie eine Reihe von Registern, die aus einem Satz von 8 Flip-Flop-Schaltungen bestehen. CPU-Register haben keine eigene Adresse und können unmittelbar weder gelesen noch beschrieben werden. In der ALU und den Registern findet die eigentliche Arbeit des Prozessors statt, mit der wir uns bei der Behandlung der Programmierung näher beschäftigen werden.

Ein dreigeteiltes Bussystem verbindet die verschiedenen Bereiche im Prozessor und setzt sich nach außen als 8-Bit-Datenbus und 16-Bit-Adreßbus fort. An dieses Bussystem ist die gesamte Peripherie in Parallelschaltung angeschlossen. Die Auswahl einer Speicherstelle wird von der CPU durch die Bildung ihrer Adresse im Programmzähler bewirkt.

10.4.2.5 Grundlagen der Mikrorechnersoftware

Ein Zahlensystem ist so um besser für eine maschinelle Bearbeitung geeignet, je geringer die Anzahl seiner Zeichen ist. Das Binärsystem mit den Zeichen 0 und 1 stellt in dieser Beziehung das Optimum dar und wird daher in der elektronischen Datenverarbeitung ausschließlich verwendet.

Numerische Codes Im Bereich ganzer Zahlen (Integer) müssen positive und negative Zahlen darstellbar sein und arithmetisch und logisch verknüpft werden können. Als praktisch hat sich dabei für negative Zahlen das Zweierkomplement der betragsgleichen positiven Zahlen ergeben. Es entsteht aus dem Einerkomplement durch Addition eines Übertragsbits:

$$\begin{array}{rcl}
 0000\ 1100 & = & +12 \\
 1111\ 0011 & & \text{(Einerkomplement)} \\
 + \quad \quad \quad 1 & & \text{(Carry-Bit)} \\
 \hline
 1111\ 0100 & = & -12
 \end{array}$$

Diese Vereinbarung hat gegenüber anderen den Vorteil, daß die Summe einer positiven und einer negativen Zahl mit gleichem Betrag den Wert 0 ergibt (von dem dabei entstehenden Übertragsbit abgesehen)

$$\begin{array}{r}
 + \quad 0000\ 1100 \quad (+12) \\
 \quad 1111\ 0100 \quad (-12) \\
 (1) \quad \hline
 0000\ 0000 \quad (0)
 \end{array}$$

Für die Darstellung von Fest- und Gleitkommazahlen gibt es ebenfalls geeignete Absprachen (sog. wissenschaftl. Darstellung durch Mantisse und Exponent).

Alphanumerische Codes Auch für die Darstellung von Buchstaben, Ziffern, Satz- und Sonderzeichen ist eine Kodierung vereinbart. Weltweit Verbreitung gefunden hat der ASCII-Code (American Standard Code for Information Interchange, s. 10.6).

Mikroprozessor-Sprachen Jeder Prozessor versteht unmittelbar nur Binärcode. Diesen Maschinensprachencode werden wir später Objektcode oder Zielcode nennen. Zur Verringerung der Schreibarbeit werden vier Binärstellen zum sog. Hexadezimalcode zusammengefaßt.

Der Assembler-Code ist die unterste der Programmiersprachen. Er wird Quellcode (Source-Code) genannt und durch ein Programm (den Assembler) in den Objektcode übersetzt. Man unterscheidet einfache Line-By-Line-Assembler, die jede Zeile unmittelbar nach ihrer Eingabe übersetzen, und Makroassembler, die die Übersetzung erst nach vollständiger Eingabe des Quellcodes durchführen. Makros sind Sequenzen aus mehreren Befehlen, die über Pseudobefehle (Labels) aufgerufen werden. Assembler-Code ist immer prozessorspezifisch. Wird der Objektcode in einem Rechner entwickelt, der einen anderen Prozessor als das Zielsystem besitzt, so ist der Einsatz eines Cross-Assemblers erforderlich. Höhere Programmiersprachen (BASIC, PASCAL, FORTRAN) sind dagegen prozessorunabhängig. Von den höheren Programmiersprachen ist für Controlleranwendungen die Sprache C besonders interessant, weil sie eine prozessornahe Programmierung auf Registerebene erlaubt.

Instruktion, Befehl, Operand Im Assembler-Code besteht eine Instruktion aus einem Befehlsbyte (OP-Code) und einem Operanden. Der Operand definiert Adressen oder Daten und kann zwei Byte oder ein Byte haben, aber auch ganz fehlen. Beim 6502 gibt es vier verschiedene Formen der Instruktion:

OP-CODE	ADR-L	ADR-H	3-Byte-Instruktion mit vollständiger Adresse
OP-CODE	ADR-L		2-Byte-Instruktion mit Zeropage-Adresse
OP-CODE	DATUM		2-Byte-Instruktion mit Daten-Byte als Operanden
OP-CODE			1-Byte-Instruktion mit im Befehl eingeschlossenen Operanden (Datum, Adresse)

Ausgabeformat eines Makroassemblers Im Ausgabeprotokoll eines Makroassemblers werden die Instruktionen jeweils auf einer Zeile als Objektcode mit dem zugehörigen Quellcode

dargestellt. Kommentare, die durch ein Semikolon abgetrennt werden, verbessern die Lesbarkeit des Programms. Die Protokollzeilen haben etwa die folgende Form:

LINE #	LOC	CODE	LABEL	MNE	COM
0100	A800	AD 001F	START	LDA \$1F00;	INITIALISIERUNG
Erzeugter Objektcode			Assembler-Quellcode mit Marke und Kommentar		

Das \$-Zeichen beim mnemonischen Code (MNE) steht für Hexadezimalzahlen. Komfortable Assembler gestatten daneben die Eingabe von Dezimalzahlen (ohne Kennzeichen), Oktalzahlen (@), Binärzahlen (%). Daten als Operanden werden von Adressen unterschieden durch ein vorgestelltes Zeichen „#“.

Beispiel: LDA #0010 0100

10.4.2.6 Registermodell, Stackspeicher und Zeropage

Die Rechenleistung eines Prozessors wird weitgehend von seinen Registern bestimmt. Man bezeichnet die Registerstruktur eines Prozessors daher auch als Programmiermodell. Eine allgemeine Regel ist, daß die Leistung mit der Zahl der Register, ihrer Größe und der Vielseitigkeit ihrer Funktionen steigt. Die Zahl der Befehle ist dagegen kein Leistungsmaß, wie an den extrem leistungsfähigen Risc-Prozessoren abzuleiten ist. Das Registermodell des 6502 enthält 6 Register (Fig. 10.63).

Der Akkumulator A ist das Register, das die Ergebnisse fast aller arithmetischen und logischen Operationen speichert und vor der Operation eines der beiden beteiligten Datenworte enthält. Es ist das CPU-Register mit den meisten Funktionen.

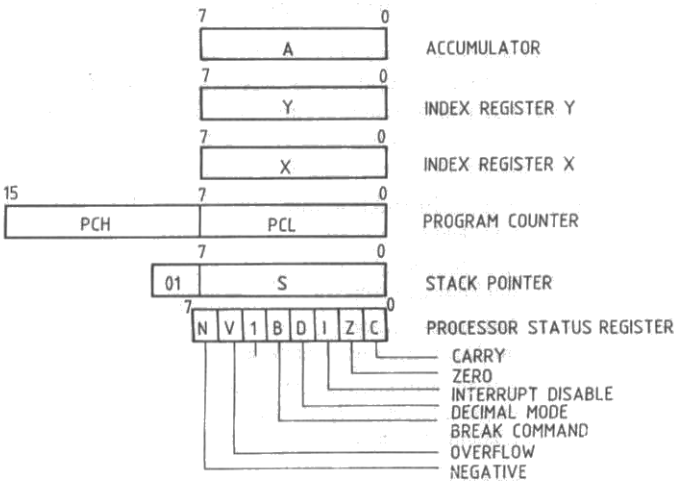


Fig. 10.63 Das Register- bzw. Programmier-Modell des Prozessors 6502. Die Komplexität des Registersatzes eines Prozessors bestimmt wesentlich seine Softwareleistung (Werkbild Mos Technologie)

Die Hauptaufgabe der beiden Indexregister X und Y und des Stapelzeigers S ist die Speicherung von Daten zur Berechnung der aktuellen Adresse (s. Adressierungsarten).

Der Programmzähler PC besteht aus zwei Registern PCL und PCH, die zusammen die 16-Bit-Adresse auf den Adreßbus legen. Die Einteilung in zwei Register ist begründet im 8-Bit-Datenbus, der zwei Zugriffe auf eine Adresse notwendig macht. Die Reihenfolge der Adressenbytes im Programm ist PCL, PCH.

Das Prozessor-Status-Register S (auch Flag-Register) enthält im Gegensatz zu allen anderen Registern einzeln lesbare und auswertbare Bits (Flags), die Besonderheiten der Befehlsausführung und der Daten anzeigen. Flags, die unmittelbar von außen beeinflusst werden können, steuern den Programmablauf.

- Das Dezimal-Flag D ist das einzige Flag, das nur der Programmierer setzen oder rücksetzen kann. Es stellt die BCD-Arithmetik der CPU ein.
- Das Negativ-Flag N zeigt ein negatives Ergebnis arithmetischer Operationen oder bei Datentransferbefehlen den Wert des Bit 7 des Operanden an.
- Das Zero-Flag Z wird gesetzt, wenn das Ergebnis einer Operation 0 ist (wenn $A = 0$ wird).
- Das Break-Flag B zeigt an, daß ein Software-Interrupt durch den Befehl BRK und nicht ein Hardware-Interrupt durch das Signal IRQ stattgefunden hat.
- Mit dem IRQ-Flag I kann der Programmierer den maskierbaren Hardware-Interrupt IRQ verhindern oder ermöglichen. Die CPU kann I nur zurücksetzen, und zwar als Folge der Befehle BRK und RTI (Rücksprung aus einer Subroutine).
- Das Carry-Flag C dient zur Anzeige eines Übertrags bei der Arithmetik mit vorzeichenlosen Zahlen. Der Programmierer muß C vor Subtraktionen setzen und vor Additionen löschen, um richtige Ergebnisse zu erhalten.
- Das V-Flag hat eine vergleichbare Funktion bei der Arithmetik mit vorzeichenbehafteten Zahlen, es dient ebenfalls als Überlaufsanzeige. Es gestattet außerdem den sogenannten BIT-Test. Es nimmt dabei den Wert des Bit 6 getesteter Daten an. Der Programmierer kann V nur rücksetzen.

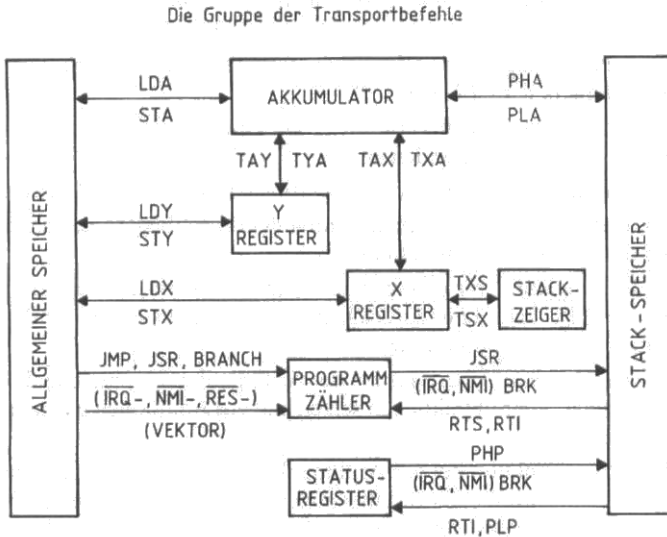
Der geschickte Umgang mit den Möglichkeiten dieser Status-Flags erlaubt kurze, effiziente Maschinensprache-Programme.

Der Stackzeiger und -speicher Der Stackzeiger (Stack-Pointer) S dient der Adreßverwaltung des Stackspeichers (kurz Stack), der sich im Hauptspeicher von \$0100 bis \$01FF befindet. Der Stack kann bis zu 128 Rücksprungadressen speichern, die nach dem Konzept LIFO (Last in, First out) bei der Rückkehr in das Hauptprogramm nach einem Unterprogrammaufruf wieder gelesen werden. Der Stackzeiger zeigt auf die jeweils letzte Adresse. Er beginnt bei \$01FF und zählt rückwärts. Eine weitere Aufgabe des Stack ist die Speicherung (Rettung) der Inhalte der CPU-Register bei einer Programmunterbrechung durch IRQ, NMI oder BRK. Das Programm kann anschließend mit den alten Registerinhalten fortgesetzt werden. Geschickte Programmierer nutzen den Stack für Programmsprünge. Dazu wird der Stackpointer zur Manipulation in das X-Register transferiert und anschließend zurückgespeichert (TSX, TXS).

Die Zeropage Ein weiterer Teil des Arbeitsspeichers, der für Programme nicht zur Verfügung steht, ist der Bereich \$0000 bis \$00FF mit ebenfalls 256 Adressen, die sogenannte Zeropage. Zeropage-Adressen als Operand von Befehlen erlauben 2-Byte-Instruktionen (s. Instruktion, Befehl, Operand). Das bewirkt kürzere und vor allem schnellere Programme, da Zeropage-Befehle weniger Taktzyklen erfordern. Liegen solche Befehle innerhalb von Programmschleifen, so kann die Geschwindigkeit erheblich gesteigert werden.

10.4.2.7 Befehlsatz und Adressierungsarten

Der Prozessor 6502 verfügt über 56 Befehle, die in alphabetischer Ordnung in Tab. 10.8 aufgelistet sind. Da zur Programmerstellung grundsätzlich Assembler eingesetzt werden, kann auf die Angabe des zugehörigen Maschinencodes verzichtet werden. In Fig. 10.64 bis 10.66 sind die Befehle, nach Gruppen mit verschiedenen Aufgaben geordnet, grafisch dargestellt.



SHIFT- und ROTATE-Befehle

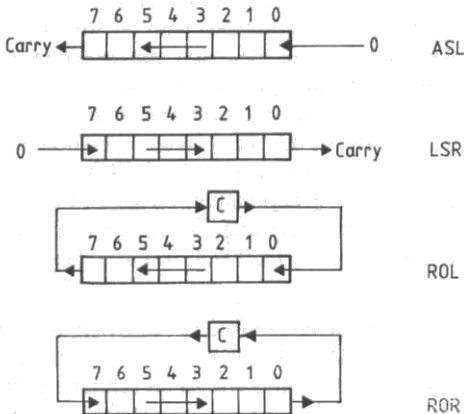
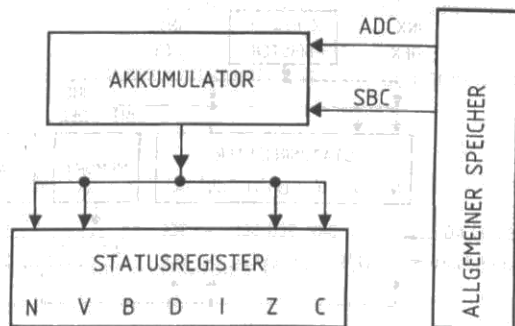
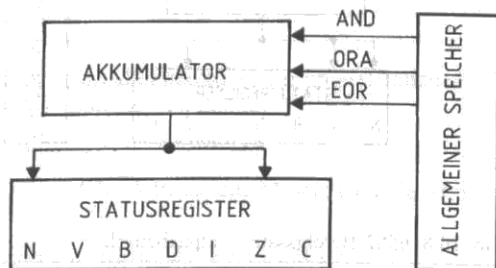


Fig. 10.64 Die Gruppe der Transport-, Shift- und Rotate-Befehle des Prozessors 6502, die lediglich Daten bewegen

Die arithmetischen Befehle ADC und SBC



Die logischen Befehle AND, ORA und EOR



Die Vergleichsbefehle CMP, CPX und CPY

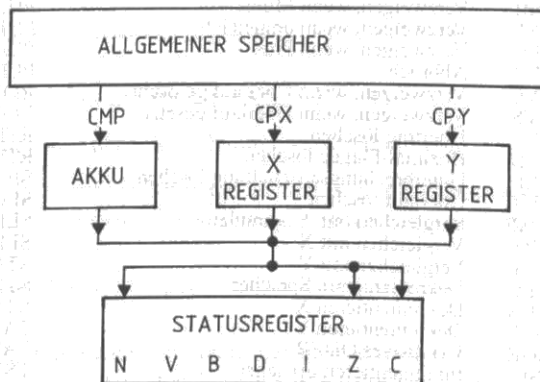
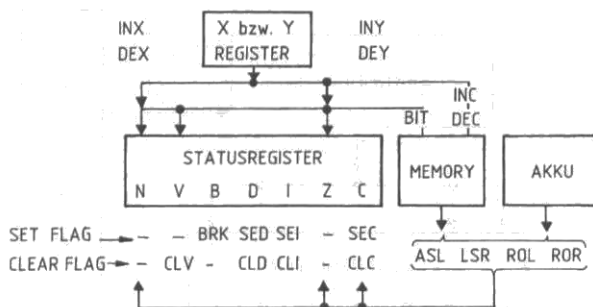


Fig-10.65 Arithmetische, logische und Vergleichsbefehle des Prozessors 6502 ändern Flags im Status-Register, die das Ergebnis der Operation anzeigen

Befehle zur Veränderung von Registerinhalten



Der BIT - Befehl

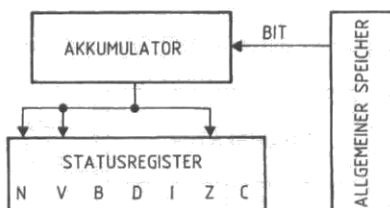


Fig. 10.66

Befehle zur Änderung von Registerinhalten sowie der BIT-Test des 6502. Auch diese Befehle ändern Flags im Statusregister des Prozessors, die anschließend abgefragt werden können

Tab. 10.8 6502-Befehlssatz — alphabetisch

ADC	Addieren mit Übertrag	JSR	Verzweigen in Unterprogramm
AND	Logisches UND	LDA	Laden Akkumulator
ASL	Arithmetisches Linksschieben	LDX	Laden X
BCC	Verzweigen, wenn Übertrag gelöscht	LDY	Laden Y
BCS	Verzweigen, wenn Übertrag gesetzt	LSR	Logisches Rechtsschieben
BEQ	Verzweigen, wenn Result = 0	NOP	Leerbefehl (keine Operation)
BIT	Teste Bit	ORA	Logisches ODER
BMI	Verzweigen, wenn Minus	PHA	Push A
BNE	Verzweigen, wenn ungleich 0	PHP	Push P Status
BPL	Verzweigen, wenn Plus	PLA	Pop A
BRK	Abbruch	PLP	Pop P Status
BVC	Verzweigen, wenn Überlauf gelöscht	ROL	Linksrotieren
BVS	Verzweigen, wenn Überlauf gesetzt	ROR	Rechtsrotieren
CLC	Übertrag löschen	RTI	Rückkehr von Unterbrechung
CLD	Dezimal-Flagge löschen	RTS	Rückkehr aus Unterprogramm
CLI	Unterbrechungsabschaltung löschen	SBC	Subtrahieren mit Übertrag
CLV	Überlauf löschen	SEC	Übertrag setzen
CMP	Vergleichen mit Akkumulator	SED	Dezimal setzen
CPX	Vergleichen mit X	SEI	Unterbrechungsabschaltung setzen
CPY	Vergleichen mit Y	STA	Akkumulator speichern
DEC	Dekrementieren Speicher	STX	X speichern
DEX	Dekrementieren X	STY	Y speichern
DEY	Dekrementieren Y	TAX	A nach X übertragen
EOR	Exklusives ODER	TAY	A nach Y übertragen
INC	Inkrementieren Speicher	TSX	SP (Stapelzeiger) nach X übertragen
INX	Inkrementieren X	TXA	X nach A übertragen
INY	Inkrementieren Y	TXS	X nach SP (Stapelzeiger) übertragen
JMP	Verzweigen	TYA	Y nach A übertragen

Ein weiteres Leistungsmaß für einen Prozessor sind die verfügbaren Adressierungsarten und ihre Anwendbarkeit bei der Befehlsbearbeitung. 6502-Prozessoren kennen 13 Adressierungsarten:

- Die implizierte Adressierung wird nur innerhalb der CPU ausgeführt, ein Operand ist implizit enthalten.

Beispiel: DEX (Dekrementiere X)

- Bei der unmittelbaren Adressierung ist der Operand ein Datenbyte.

Beispiel: LDX #05 (Lade X-Reg. mit 5)

- Der Operand der absoluten Adressierung ist eine vollständige 16-Bit-Adresse.

Beispiel: LDX 00E8 (Lade X-Reg. mit Inhalt von E800)

- Die Zeropage-Adressierung ist eine Sonderform der absoluten Adressierung.

Beispiel: LDX F0 (Lade X-Reg. mit Inhalt von F0)

- Die Akkumulator-Adressierung ist auf wenige Befehle beschränkt, die sich auf den Akkumulator beziehen.

Beispiel: TXA (Transfer von X in den Akku)

- Die relative Adressierung ist die Adressierungsart aller bedingten Sprünge (Branches). Der Operand enthält die Sprungweite in Zweierkomplement-Darstellung.

Beispiel: BEQ F0 (Springe 16 Schritte zurück, wenn Ergebnis = 0)

- Die indirekte Adressierung, in der der Operand die Adresse einer Speicherstelle ist, in der wieder eine Adresse steht.

Beispiel: JMP (0010) (Springe an die Adresse, die bei Adresse 1000 steht)

- Die indizierte absolute Adressierung, in der die wahre Adresse über den Inhalt des X-Registers errechnet wird.

Beispiel: LDA 0010,X (Lade Akku mit Inhalt der Speicherstelle 1000+X)

- Die indizierte absolute Adressierung wie oben, jedoch Indizierung mit Y.

- Die indizierte Zeropage-Adressierung stellt wieder die Sonderform der indizierten absoluten Adressierung dar.

Beispiel: LDA 10,X (Lade Akku mit Inhalt der Speicherstelle 0010+X)

- Die indizierte Zeropage-Adressierung wie oben, jedoch unter Verwendung von Y.

- Die indizierte-indirekte Adressierung ist auf die Zeropage und das X-Register beschränkt. Eine Kombination der indizierten mit der indirekten Adressierung, wobei die indizierte zuerst bearbeitet wird (Vorindizierung).

Beispiel: LDA (70,X) (Lade Akku mit Inhalt der Speicherstelle, deren Adresse in 0070+X und 0071+X steht)

Mit der Vorindizierung ist es möglich, aufeinander folgende Zeiger in der Zeropage zu lesen/schreiben, die auf ungeordnet im allgemeinen Speicher stehende Adressen zeigen (Anwendung: Befehlsdekoder. Die Adressen sind Startadressen der Programme, die den betreffenden Befehl ausführen).

– Die indirekt-indizierte Adressierung kehrt die Reihenfolge der beiden Schritte um (Nachindizierung), sie ist auf das Y-Register beschränkt.

Beispiel: LDA (70),Y Lade Akku mit Inhalt der Speicherstelle, deren Adresse sich aus dem Inhalt von 0070 und 0071 und Y errechnen läßt)

Die Nachindizierung erlaubt, über einen einzigen Zeiger in der Zeropage aufeinanderfolgende Adressen im allgemeinen Speicher zu lesen/schreiben. (Anwendung: Lesen, Schreiben, Verschieben ganzer Speicherblöcke).

10.4.2.8 Beispiele für Programm-Module

Die folgenden Programm-Module wurden vereinfacht, um das Wesentliche der Assemblerprogrammierung deutlich zu machen.

Meßwertkorrektur durch Tafelwerte Das Problem, Meßwerte durch die Berücksichtigung bekannter Fehler der Meßwertaufnehmer (z.B. Temperaturlaufnehmer) zu korrigieren, kann mit Tafeln gelöst werden, wenn Algorithmen zu komplex sind oder ihr Zeitbedarf stört. Der gültige Wertebereich der Meßwerte sei $0 < M < 100$ (\$64). Die Meßwerte fallen laufend in einer Speicherstelle PUFFER an.

```
START    LDA PUFFER      ;    MESSWERT HOLEN
          CMP #$65       ;    BEREICHSÜBERSCHREITUNG?
          BCC CONVERT    ;    NEIN: WANDELN
          LDA #$00       ;    A: FEHLERCODE LADEN
          STA DONE       ;    FEHLERCODE AUSGEBEN
          BRK           ;    BEI FEHLER ABBRECHEN
CONVERT  TAY            ;    MESSWERT ALS INDEX
          LDA LISTE,Y    ;    LISTENWERT LADEN
          STA DONE       ;    UND AUSGEBEN
          JMP START      ;    NÄCHSTER WERT
```

Befehlsdekoder Aufgrund einer gedrückten Zifferntaste soll eine von zehn Service-Routinen gestartet werden, deren 16-Bit Adressen in der Reihenfolge L-Byte, H-Byte ab ADR im Speicher stehen. Die gültige Adresse der gewählten Routine steht anschließend in \$100B, \$100C.

```
START    DA PUFFER      ;    BEFEHLSCODE HOLEN
          CMP #$0A       ;    GÜLTIG?
          BCS ENDE       ;    NEIN: ABBRECHEN
          ASL           ;    JA: CODE VERDOPPELN
          TAY           ;    UND ALS INDEX LADEN
          LDA ADR,Y      ;    ADRESSEN-L-BYTE LADEN
          STA $100B      ;    UND SPEICHERN
          INY           ;    INDEX ERHÖHEN
          LDA ADR,Y      ;    ADRESSEN-H-BYTE LADEN
          STA $100C      ;    UND SPEICHERN
          JMP ($1008)    ;    SERVICE-ROUTINE STARTEN
ENDE     BRK           ;    ABRUCH
```

Konfiguration von Schnittstellen Ein wesentlicher Anteil aller Aufgaben entfällt auf die Datenübertragung über Parallelports. Diese bestehen aus einer bidirektionalen Treiberschaltung (Buffer) mit einem Auffangregister (ORA) für eintreffende oder abgehende Daten. Ein Daten-Richtungsregister (DDRA) gestattet, jede der 8 Portleitungen unabhängig von den anderen als Eingang oder Ausgang zu programmieren (Fig. 10.67). ORA und DDRA sind wie

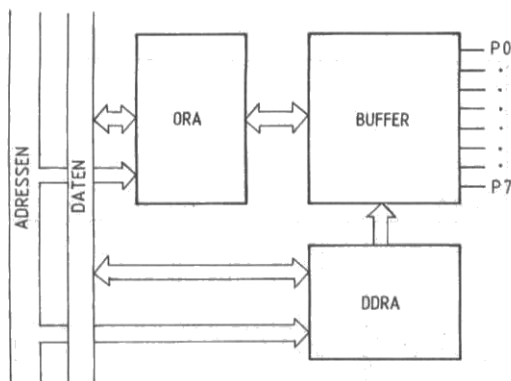


Fig. 10.67 Hardware-Struktur des Parallelports eines Mikrocontrollers. Der bidirektionale Ausgangspuffer (Buffer) wird durch das zugeordnete Datenrichtungsregister (DDRA) gesteuert, und zwar jede Leitung unabhängig von den anderen. Ein Auffangregister (ORA) kann eintreffende oder abgehende Daten speichern.

Speicherstellen direkt adressierbar. Schnittstellen müssen vor einer Übertragung oder bei Einschaltung des Systems durch eine Initialisierungsroutine eingestellt (konfiguriert) werden:

```
INIT  LDA  #%11110000  ;   Leitungen 0..3 Eingang
      STA  DDRA        ;   Leitungen 4..7 Ausgang
```

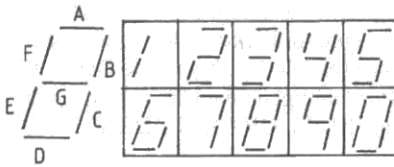
Während des Betriebs sind oft einzelne Leitungen umzuschalten, während der Rest die ursprüngliche Funktion behalten soll. Der Befehl ORA gestattet das Setzen einzelner Bits des Daten-Richtungsregisters:

```
LDA  DDRA      ;   Leitung 5
ORA  #%00100000 ;   wird zum
STA  DDRA      ;   Ausgang
```

Mit dem Befehl AND können dagegen einzelne Bits des Datenrichtungsregisters gelöscht werden:

```
LDA  DDRA      ;   Leitung 2
AND  #%10111011 ;   und 6 werden
STA  DDRA      ;   Eingänge
```

7-Segment-Anzeige mit Software-Dekoder Ausgabeeinheit von Controllern sind häufig 7-Segment-Multiplex-Anzeigen (Fig. 10.68). Das folgende Programm zeigt die Softwaredekodierung der Ziffernanzeigen. Diese wird überlagert von einer nicht dargestellten Routine, die die Ziffernstellen so schnell nacheinander anschaltet (multiplext), daß das menschliche Auge eine flimmerfreie vierstelligen Anzeige integriert.



Darstellung der Ziffern
mit 7 Segment-Anzeigen

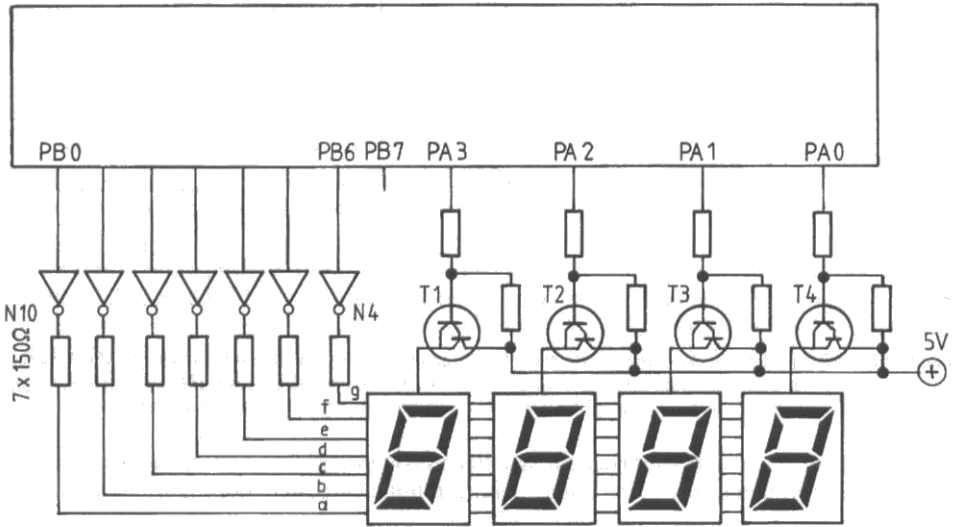


Fig. 10.68 Softwaredekodierte LED-Multiplexanzeige in einem Mikrocontrollersystem

```

7-SEGMENT  LDX PUFFER          ;
            CPX #$0A           ;    >=10?
            BCC CONVERT        ;    NEIN: WANDELN
            LDX #$0A           ;    JA: FEHLERCODE LADEN
CONVERT     STA 7-SM,X         ;    ZEICHENCODE LADEN
DISPLAY     STA ORA            ;    UND AUSGEBEN
            RTS                ;    RÜCKSPRUNG
7-SM        BYTE 3F           ;    CODE 0
            BYTE 06           ;    CODE 1
            BYTE 5B           ;    CODE 2
            BYTE 4F           ;    CODE 3
            BYTE 66           ;    CODE 4
            BYTE 6D           ;    CODE 5
            BYTE 7D           ;    CODE 6
            BYTE 07           ;    CODE 7
            BYTE 7F           ;    CODE 8
            BYTE 6F           ;    CODE 9
            BYTE 00           ;    FEHLERCODE (DUNKEL)

```


10.4.3 Digitale Signalprozessoren

10.4.3.1 Grundlagen der digitalen Signalverarbeitung

Ein Signal ist die physikalische Darstellung einer Nachricht. Signale werden übertragen und verarbeitet. Durch Abtastung werden aus zeitkontinuierlichen Signalen zeitdiskrete, d.h., dem Wesen nach Zahlenfolgen, die digital weiterverarbeitet werden können. Zu dieser Verarbeitung sind nicht nur spezielle integrierte Schaltungen geeignet, sondern auch frei programmierbare Rechner in Verbindung mit leistungsfähigen Algorithmen der numerischen Mathematik.

Breiten Einsatz fand diese Technik allerdings erst, als mit der Entwicklung digitaler Signalprozessoren (DSP), die die Vorteile frei programmierbarer Mikroprozessoren mit Hardware-schaltungen für eine leistungsfähige, spezielle Mathematik in einem Chip vereinigten, auch höherfrequente Signale der Audio-, der Video- und schließlich auch der Trägerfrequenztechnik verarbeitet werden konnten.

In der einfachsten Form ist ein System zur digitalen Verarbeitung zeitkontinuierlicher Signale die Kettenschaltung eines DSP mit zwei Wandlern zur Anpassung an die analoge Umgebung (Fig. 10.69).

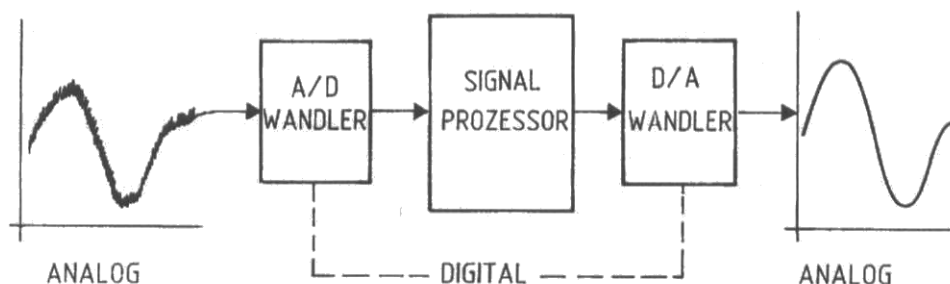


Fig. 10.69 Grundstruktur einer Schaltung zur digitalen Signalverarbeitung. Zeitkontinuierliche Signale werden in zeitdiskrete Signale gewandelt und digital verarbeitet

Alle Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung lassen sich zurückführen auf eine Summenbildung über Produkte:

$$Y_n = \sum_{i=0}^{N-1} a_i * X_{n-i} + \sum_{k=1}^M b_k * Y_{n-k} \quad (10.51)$$

mit

- Y_n = aktueller Ausgangswert
- Y_{n-k} = vorausgegangene Ausgangswerte
- X_n = aktueller Abtastwert
- X_{n-i} = vorausgegangene Abtastwerte
- a_i, b_k = Wichtungsfaktoren

Daß wir solche Produktsummen auch bei den Finite-State-Machines (FSMs) angetroffen haben (s. 10.3.2), ist nicht zufällig, hatten wir doch festgestellt, daß sich so jede beliebige Funktion einer Ausgangsvariablen von einem Bündel von Eingangsvariablen darstellen läßt.

FSMs unterscheiden sich von DSPs lediglich dadurch, daß die digitale Signalverarbeitung bei ihnen ausschließlich durch Hardware-Schaltungen erfolgt. Wertet man die Tatsache, daß auch bei FSMs erst die Software diese Hardwarefunktion bewirkt, so rücken die beiden Bereiche ganz eng zusammen.

10.4.3.2 Vorteile der digitalen Signalverarbeitung

Die digitale Signalverarbeitung hat gegenüber der analogen eine Reihe bemerkenswerter Vorteile:

- Bauelementtoleranzen, Temperaturdrift und Alterung spielen keine Rolle. Das ist wichtig in Systemen, in denen die Übereinstimmung mehrerer Signalpfade von Bedeutung ist.
- Störungen unterhalb der logischen Entscheidungsschwelle haben keine Wirkung auf Digitalschaltungen. Analoge Systeme werden grundsätzlich immer gestört.
- Digitale Systeme können exakt mit einem Computer simuliert werden. Bei analogen Systemen ist immer eine Idealisierung (Vernachlässigung von Randeffekten) erforderlich.
- Es gibt bei Digitalsystemen keine untere Grenzfrequenz, digitale Zustandsspeicher halten ihre Information beliebig lange ohne Verlust. Leckströme von Kondensatoren und Eingangsströme von Operationsverstärkern setzen analogen Systemen in dieser Hinsicht enge Grenzen.
- Es sind Schaltungseigenschaften erreichbar, die mit der analogen Technik nicht zu realisieren sind, z.B. Filter mit einem exakt linearen Frequenzgang im Durchlaßbereich.
- Die Systemeigenschaften digitaler Systeme lassen sich über Koeffizienten einfach und reproduzierbar verändern. Adaptive Systeme sind deshalb digital sehr viel besser zu verwirklichen als analog.

10.4.3.3 Auswahlkriterien für digitale Signalprozessoren

Das Problem, aus dem vielfältigen Angebot unterschiedlicher Typen richtig zu wählen, ist bei Signalprozessoren deutlich schwieriger als bei Mikrocontrollern. Dafür gibt es mehrere Gründe:

- Durch ihre anwendungsabhängige Konstruktion ergeben sich sehr unterschiedliche Hard- und Softwarestrukturen.
- DSPs sind Produkte höchster Komplexität. Ihr Prozessorkern enthält häufig alle leistungssteigernden Maßnahmen der Mikroprozessortechnik gleichzeitig: Harvardstruktur, Parallelverarbeitung, Pipeline-Technik, RISC-Befehlssatz, Hardwarelösung der arithmetischen Verarbeitung.
- Leistungskriterien haben (anders als bei den Controllern) einen hohen Stellenwert, da häufig Echtzeitverarbeitung gefordert ist. Man versteht darunter eine Verarbeitung der Daten mit der Geschwindigkeit, mit der sie anfallen.

Der Anwender muß sich daher beim Einstieg in die DSP-Technik einer umfassenden Unterstützung des Herstellers oder des Systemhauses sicher sein. Diese erstreckt sich mit glei-

cher Wichtung auf die Software und die Hardware. Ein Schaltungsaufbau mit Labormitteln ist nicht möglich, der Anwender muß auf fertige DSP-Rechnersteckkarten (Beschleunigerkarten) und auf fertige DSP-Systemboards (Embedded Controller) zurückgreifen können. Die Software muß neben Hilfen für Entwicklung, Simulation und Echtzeittest auch Werkzeuge für Standard-Applikationen enthalten, z.B. für den Filterentwurf und die Signalanalyse im Zeit- und Frequenzbereich.

Eine besondere Bedeutung kommt der Benutzerfreundlichkeit der Entwicklungssoftware zu. Eine Assemblerprogrammierung ist dem Nichtfachmann nicht zuzumuten. Der Einsatz von hardwareunabhängigen Hochsprachencompilern, wie Pascal oder C, führt dagegen immer zu einem Objektcode, der dem Einsatz von DSPs für Echtzeit-Aufgaben entgegensteht. Es muß daher gefordert werden, daß für den gewählten Prozessor Entwicklungssoftware ohne diese Nachteile zur Verfügung steht. Für die Signalprozessoren von Texas Instruments, Motorola, aber auch AT&T, werden geeignete Pakete angeboten, die aus einem PASCAL- oder C-Compiler mit speziellen Ergänzungen für die digitale Signalverarbeitung bestehen. Ein Preprozessor erzeugt zunächst Assembler-Quellcode, der mit Hilfe verfügbarer Makros und Bibliotheksmodule optimiert werden kann und anschließend mit dem Assembler/Linker-Paket des Prozessorherstellers in den Prozessor-Objektcode übersetzt wird.

Eine DSP-Familie, deren Unterstützung allen Ansprüchen voll entspricht und sich nicht auf Produkte des Herstellers beschränkt, ist die Serie TMS320 von Texas Instruments. Es ist die älteste, am stärksten verbreitete und wohl auch am besten dokumentierte Familie aller DSPs, die inzwischen etwa 20 Mitglieder mit einer Systemleistung bis zu 30 MIPS umfaßt.

10.4.3.4 Die DSP-Familie TMS320

Der 1982 vorgestellte TMS320 war der erste digitale Signalprozessor heutiger Form, ohne Wandler für analoge Eingangs- und Ausgangsgrößen, aber mit einer leistungsfähigen arithmetischen Hardwarelogik. Die Integration von Wandlern hatte sich als entwicklungshemmend erwiesen. Integrierte Wandler nahmen an dem Fortschritt dieses Gebietes zwischen der Digital- und der Analogtechnik nicht ausreichend teil.

Der TMS320, der bereits eine Harvardstruktur mit getrennten Bussen für Daten und Programme besaß (Fig. 10.70), bewirkte einen Leistungssprung bei der digitalen Signalverarbeitung. Eine 32-Bit-Arithmetikeinheit mit einem 32-Bit-Akkumulator, ein 16-Bit-Schieberegister zur Skalierung der Wertigkeit sowie ein 16x16-Bit-Multiplizierer erlaubten Operationen in einem einzigen 200ns-Instruktionszyklus. Digitale Regler, bei denen die Skalarproduktbildung die zentrale Rechenoperation ist, konnten nun viel schneller arbeiten als bisher.

Bald folgten verbesserte Bausteine. Nicht die Verkürzung der Zykluszeit auf 35ns war als Ursache der Leistungssteigerung wesentlich, sondern die mit jeder Generation weiter ausgebaut Parallelverarbeitung. Der 1990 vorgestellte TMS320C40 kann in einem einzigen 40ns-Zyklus eine Multiplikation und eine Addition im Gleitkommaformat gleichzeitig ausüben. Zusätzlich können sechs DMA-gesteuerte Ports Daten mit 20 MHz je Kanal transferieren, und zwar von Peripherie zu Peripherie, von Speicher zu Speicher, von Speicher zur Peripherie und umgekehrt. 50 Millionen mathematischer Operationen pro Sekunde (MFLOPS) wurden erreicht, mehr als das 15fache des Wertes schneller PCs. Der TMS320C50 als vorläufig letzter TI-DSP führt eine komplexe schnelle Fouriertransformation (FFT) für eine Matrix mit 1024 Punkten in 1,5 ms aus, der TMS320 von 1982 benötigte dafür noch 53 ms.

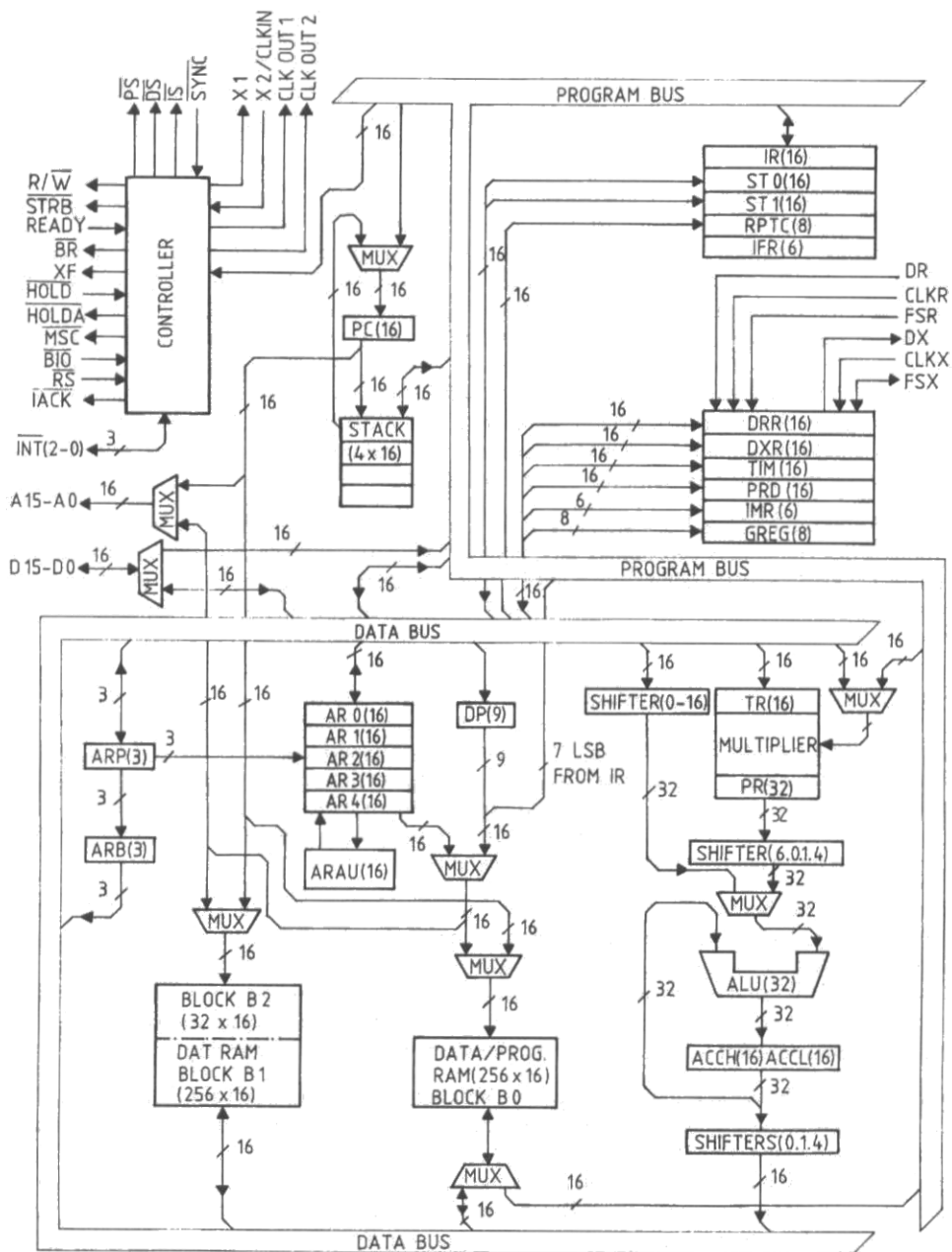


Fig. 10.70 Blockschaubild des digitalen Signalprozessors TMS320 (Texas Instrument). Seine Leistung wird erreicht durch die Harvardstruktur mit getrennten Bussen für Daten und Befehle und eine 32-Bit-Parallelverarbeitung (Markt & Technik Nr. 37 (1985))

Einher mit der Weiterentwicklung der Hardware ging eine Anpassung der Software an die besonderen Anforderungen der Signalverarbeitung. Zur Demonstration die Softwarerealisierung eines aktiven Präzisionsgleichrichters (Fig. 10.71). Nur sechs Instruktionen sind dafür erforderlich:

LOOP IN	MUSTER, PA2	; Probe über Port 2 einlesen
LAC	MUSTER	; Probe in Akku laden
ABS		; Absolutwert bilden
SACL	MUSTER	; In Speicher übertragen
OUT	MUSTER	; Ausgeben
B	LOOP	; Wiederholen (Branch Loop)

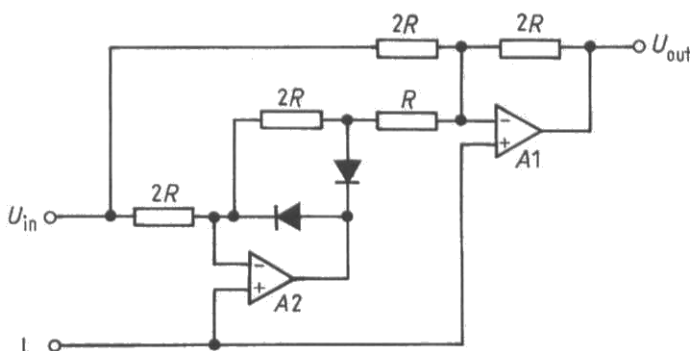


Fig. 10.71 Anschaltung eines aktiven Präzisionsgleichrichters. Ein Signalprozessor benötigt für eine digitale Bearbeitung der gleichen Aufgabe 6 Instruktionen

Ebenso kompakt und effizient ist die Programmierung anderer elementarer Grundfunktionen möglich, z.B. die Integration oder Differenzierung von Signalen.

10.4.3.5 Software-Entwicklungsunterstützung

Makroassembler/Linker Texas Instruments liefert zu den Prozessoren optimierte Makroassembler, und zwar sowohl für Workstations (Vax, Sun, HP) als auch für IBM-kompatible PCs. Die assemblierten Objektcode-Module werden durch Linker zum lauffähigen Gesamtprogramm gebunden.

Software-Simulatoren Für alle Prozessoren sind Software-Simulatoren lieferbar. Mit ihnen können Algorithmen völlig ohne Hardware auf der Ebene des Assembler-Quellcodes getestet werden. Breakpoints können gesetzt und Single-Step-Betrieb mit Anzeige der Prozessor-Register (Prozessor-Status) eingestellt werden.

C-Compiler Auch einen C-Compiler für DSP-Anwendungen liefert der Hersteller. In den fertigen Quellcode können zur Optimierung des Zeitverhaltens nachträglich eigene Assembler-Module eingebunden werden.

Hochsprachen-Quellcode-Debugger Gleichzeitig mit dem 32-Bit-DSP TMS320C30 wurde auch ein Quellcode-Debugger für C-Programme vorgestellt. Dieser erlaubt, auf der C-Ebene Funktionsmodule des Quellprogramms komfortabel zu testen und dabei den Inhalt

der CPU-Register und beliebiger Speicherstellen auf dem Bildschirm zu kontrollieren. Fehler werden gemeldet, Breakpoints und Einzelschrittbetrieb sind möglich. Neben den Entwicklungshilfen von Texas Instruments bieten weltweit mehr als 100 Firmen Assembler, Hochsprachen-Compiler und Software-Simulatoren an.

Christ (1989 und 1991)

Pascal-Compiler Ein Pascal-Compiler für den TMS320 wird von der Firma electronic tools angeboten, die sich auf die DSP-Unterstützung spezialisiert hat. Mit der Einführung weiterer Hochsprachen-Compiler steigt die Chance für den Anwender, eine ihm bereits vertraute Hochsprache für die Entwicklung wählen zu können. Die Möglichkeiten dieses Pascal-Compilers entsprechen denen des C-Compilers. Auch er ist eine auf die Belange der digitalen Signalverarbeitung zugeschnittene Untermenge der Standardsprache.

Kohl (1988)

Das Echtzeitbetriebssystem SPOX Ebenfalls von electronic tools lieferbar ist SPOX, ein komplettes Echtzeit-Betriebssystem für den TMS320. SPOX enthält ein Mathematikpaket, mit dem auch Vektoroperationen ausgeführt werden können. Unterstützt werden auch der Filterentwurf, die Matrizenrechnung, eine komfortable Speicherverwaltung und die Ein-/Ausgabe. SPOX ist multitaskfähig.

Christ (1990)

Hypersignal-Workstation Das wohl komfortabelste Softwarepaket für nahezu alle Anwendungen digitaler Signalprozessoren ist das menügesteuerte Softwarepaket Hypersignal-Workstation für PCs. Das Hauptmenü (Fig. 10.72) macht den Umfang und die Vielseitigkeit der Funktionen und Hilfen dieses Pakets deutlich.

Kohl (1989)

HYPER SIGNAL-WORKSTATION DSP SOFTWARE, V1.94c		
TIME: 11:27:51	SESSION: 0:01:49	DRIVE: C:
DATE: 9 APR 1989		SUBDIRECTORY: \HSWORKS\
		TIME FILENAME: speech
SELECTION: MAIN MENU		FREQ FILENAME: speech
<u>time domain</u>	<u>FREQUENCY DOMAIN</u>	<u>utilities</u>
<ul style="list-style-type: none"> • WAVEFORM DISPLAY/EDIT • FFT generation • FIR filter construction • convolution • LPC autocorrelation • IIR filter construction • recursive filtering • difference equations • digital oscilloscope • user-def: sinewavegen 	<ul style="list-style-type: none"> • magnitude display • PHASE DISPLAY • 3-D spectrogram • iFFT generation • 2-D spectrograph • pole-zero plot • power spectra gen • spectrum analyzer • user-defines: none 	<ul style="list-style-type: none"> • file acquisition • analog conversion • binary-ASCII-binary • USER SETUP • directory • ext module config • graphics config • serial port config • system config • code generator
Copyright (C) 1987, 1988 by Hyperception		

Fig. 10.72 Das Hauptmenü des komfortablen DSP-Entwicklungspakets HYPER SIGNAL-WORKSTATION (Hyperception) für IBM-kompatible PCs (Kohl (1989))

Hardwareunabhängige problemorientierte Hochsprachen Mit zunehmender Verbreitung von DSPs verstärkt sich das Bestreben, nicht eine bekannte Hochsprache mehr oder minder

gut an bestimmte DSPs anzupassen, sondern eine universelle neue Sprache für alle DSPs zu entwickeln, die in optimaler Weise an die Aufgaben der digitalen Signalverarbeitung angepaßt ist. Die Firma Dspace hat mit der Entwicklung einer solchen Sprache begonnen (DSPL, Digital Signal Processing Language). Die TI-Prozessoren TMS320-C10 und -C25 werden bereits von DSPL unterstützt, an der Erweiterung auf weitere Prozessoren wird mit Hochdruck gearbeitet. Die Anpassung an die Ziel-Hardware erfolgt bei DSPL als letzter Entwicklungsschritt über Makro-Bibliotheken für Signalprozessoren verschiedener Hersteller.

Kohl (1990)

10.4.3.6 DSP-Hardware-Unterstützung

DSP-Einsteckkarten für IBM-PC DSP-Einsteckkarten (Prozessorkarten oder Beschleunigerkarten) dienen dazu, die Leistung IBM-kompatibler Rechner mit Hilfe eines DSP-Coprozessors so zu steigern, daß auch eine schnelle digitale Signalverarbeitung möglich wird. Der Anschluß der Peripherie erfolgt über verschiedene Interfacekarten (Module 1 und 2, s. Fig. 10.73), die über einen 50poligen Standard-Bus (DSP-Link) auf den Karten angeschlossen werden können. Es werden auch Karten mit integrierten Analogschnittstellen angeboten.

Scheibe u. Pantel (1989)

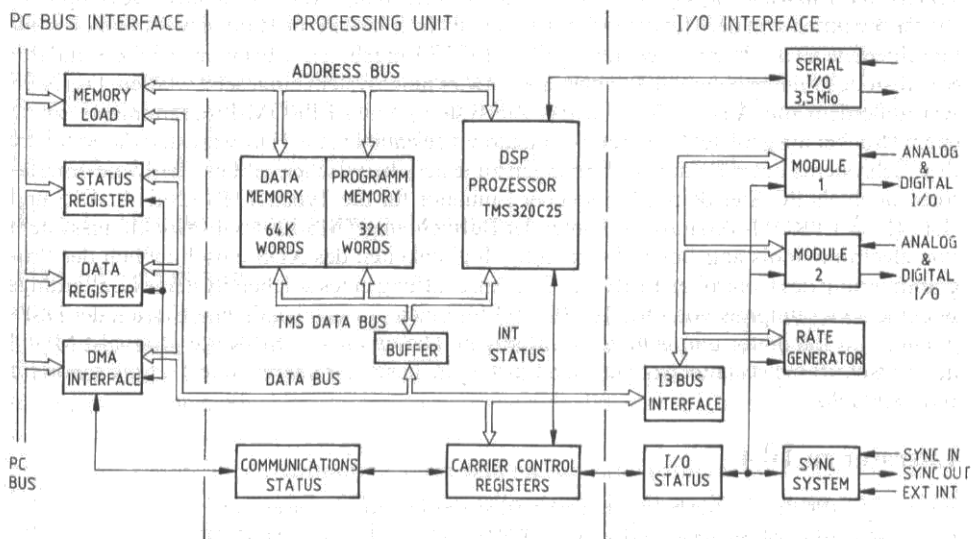


Fig. 10.73 Blockschaltbild einer DSP-Einsteckkarte für PCs (Christ (1989))

Eigenständige DSP-Boards Eigenständige DSP-Boards (Systemkarten oder embedded Controller) werden eingesetzt als digitale Regel- und Steuerschaltungen, die ihre Aufgabe weitgehend oder sogar vollständig ohne Anschluß an ein Hostrechnersystem ausüben (Fig. 10.74). Sie verfügen aber über Schnittstellen, die in der Entwicklungs- und Testphase dem Entwicklungsrechner Zugriff auf den Speicher der Systemkarten erlauben. Eine für Einstei-

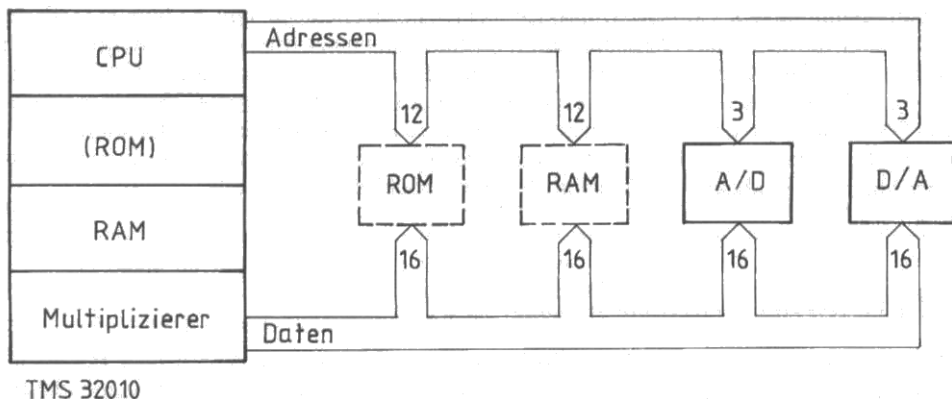


Fig. 10.74 Prinzipschaltbild eines eigenständigen (embedded) DSP-Controllers zur Prozeßsteuerung und -regelung

ger besonders interessante DSP-Karte für den TMS 32010 wurde unter der Bezeichnung Signal-EMUF in der Zeitschrift *mc* ausführlich behandelt und ist als Bausatz erhältlich.

Gosebruch (1988)

Hardware-Entwicklungssysteme Unter der Bezeichnung XDS (Extended Development System) wurden von der Herstellerfirma TI bereits früh In-Circuit-Hardware-Emulatoren für verschiedene ältere Prozessoren der Familie TMS320 angeboten. Über eine serielle Standard-schnittstelle konnten beliebige Rechner als Entwicklungssystem eingesetzt werden. Das XDS war außerdem mit Anschlüssen für das Zielsystem, einen EPROM-Programmierer sowie einen Drucker ausgerüstet. In-Circuit-Emulatoren gestatteten, die Hardware und die Software des Zielsystems unter Echtzeitbedingungen zu testen. Inzwischen gibt es Hardware-Emulatoren auch als PC-Steckkarte. Ein solcher Emulator für die Typen TMS 320E14, -E15 und -E17 (E \Rightarrow EPROM-Version) wird unter der Bezeichnung TMS 320Cx-Entwicklungssystem von electronic tools angeboten. Es hat alle Möglichkeiten des XDS einschließlich der Programmierung des Controller-EPROMs. Die Anschaffung eines solchen Systems ist allerdings bei einem Gesamtpreis von über 10 000 DM für einen nur gelegentlichen Einsatz der DSP-Technik im Laboratorium nicht zu rechtfertigen. Die einfache DSP-Karte „Signal-EMUF“ der Zeitschrift *mc* gestattet dagegen den Einstieg in diese sehr interessante Technik schon für rund 800 DM.

Literatur zu 10.4

- Bechen, P. v. (1991): Wann wurde der erste Einchip-PC vorgestellt? *Elektronik Journal* **24**, 14
- Christ, M. (1989): DSP-Software-Entwicklung auf dem PC. *Design & Elektronik* **23**, 82–84
- Christ, M. (1990): Der parallele digitale Signalprozessor 320C40. *Elektronik industrie* **11**, 20–25
- Christ, M. (1991): Hochsprachen-Debugger für den DSP TMS320C30. *Design & Elektronik* **4**, 60–62
- COMMODORE – MOS TECHNOLOGIE (1981): *Hardware Handbuch/Software Handbuch*. Neu Isenburg: Eigenverlag
- Gosebruch, H. (1988): Der Signal-EMUF. *mc* **7**, 106–113
- Kohl, A. (1988): Werkzeug-Kasten. *Elektronik praxis* **4**, 25–29
- Kohl, A. (1989): DSP-Workstation auf PC-Basis. *Elektronik Entwicklung* **5**, 22–26
- Kohl, A. (1990): DSP – eine problemorientierte Hochsprache für Signalprozessoren. *Elektronik Praxis* **4**, 30 ff.

- Leventhal, L.A. (1979): 6502 Assembly Language Programming. Berkeley: McGraw-Hill
- Markt & Technik (1985): Übersicht Signalprozessor-ICs.
- Markt & Technik 37, 79–90
- Philippi, G. (1988): Ein Minimodul mit 80 535. mc 6, 42–45
- Scanlon, L.J. (1980): 6502 Software Design. St. Indianapolis: Howard W. Sams & Co.
- Scheible, H.; Pantel, R. (1989): Digitale Verarbeitung von Analogsignalen. Design & Elektronik 2, 108–112
- Thews, P. u.a. (1991): Blick zurück nach vorn. mc 11, 104–112
- Thienel, S.; Sauer, T. (1985): Mehr Speicher – mehr Anwendungen, mc 5, 96–99
- Zaks, R. (1984): Fortgeschrittene 6502 Programmierung, Düsseldorf: SYBEX

10.5 Datenerfassung und Signalanalyse (J.-Uwe Varchmin)

Die Anwendung von Methoden der rechnergestützten Erfassung, Analyse und Verarbeitung analoger Signale setzt grundlegende Kenntnisse über die Hardware, d.h. diejenigen Schaltungen, die diese Signale erfassen und digitalisieren, und über die Algorithmen zur digitalen Signalverarbeitung voraus.

Im 10.5.1 werden zunächst die verschiedenen Verfahren der Analog-Digital- und Digital-Analog-Umsetzung beschrieben. 10.5.2 befaßt sich mit rechnergestützten Meßsystemen, insbesondere mit dem IEC-Bus und verschiedenen Feldbussen, die zunehmend in der industriellen Automatisierungstechnik eingesetzt werden. Einige Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung werden dann in 10.5.3 behandelt. Fig. 10.75 zeigt ein typisches System zur Signalverarbeitung mit einem Arbeitsplatzrechner (PC oder Workstation). Dabei sind die beidseitig vom Rechner dargestellten Funktionsgruppen in vielen Anwendungsfällen auf einer Leiterkarte zusammengefaßt, die als sogenanntes **Meßdatenerfassungssystem** (MEDES oder englisch DAS = Data Acquisition System) in den Rechner eingebaut wird.

10.5.1 Signale und Signalumsetzung

10.5.1.1 Signaltypen

Wert- und zeitkontinuierliche Signale Analoge Signale sind diejenigen Signale, die sich hinsichtlich ihrer Eigenschaften im Amplituden- und Zeitbereich wert- und zeitkontinuierlich verhalten, d.h. weder die Zeit noch die Amplitude sind auf diskrete Werte beschränkt. Die Einteilung der analogen Signale erfolgt in zwei große Signalklassen: **nichtdeterministische Signale** und **deterministische Signale**.

Signale als Übermittler von Informationen sind **nichtdeterministischer** und **nichtstationärer** Natur, denn gerade die nicht vorhersagbaren zeitlichen Änderungen der Signalparameter sind Voraussetzungen dafür, daß das Signal Informationsträger ist.

Auch wenn die meisten Meßaufnehmer für physikalische Größen ein analoges elektrisches Ausgangssignal liefern (z.B. Spannung oder Strom), das mit der Eingangsgröße (z.B. der Temperatur) in einem mathematisch beschreibbaren (meist linearen) Zusammenhang steht, sind diese Signale dennoch auf den Meßprozeß (das Experiment) bezogen, als nichtdeterministisch und nichtstationär zu betrachten.

Deterministische analoge Signale lassen sich durch mathematische Funktionen beschreiben, d.h. die Signalamplitude ist für jeden beliebigen Zeitpunkt berechenbar. Insbesondere wird die Klasse der harmonischen Schwingungen als Nachrichtenträger verwendet, denen die o.g. informationstragenden Signale zum Zweck der Übertragung aufmoduliert werden.

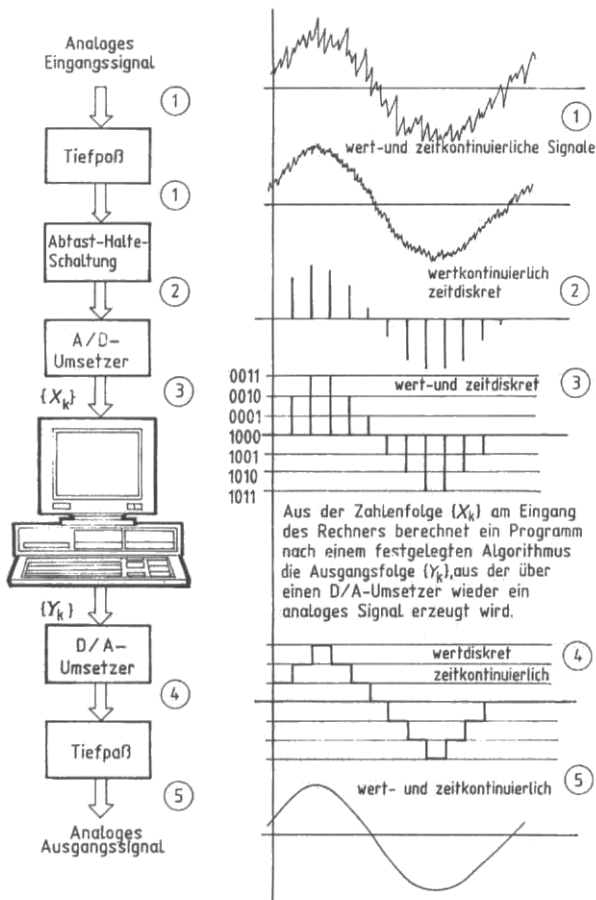


Fig. 10.75

Prinzipieller Aufbau eines rechnergestützten Meßdatenerfassungssystems

Wertkontinuierliche und zeitdiskrete Signale Ein Signalverlauf mit Amplitudenwerten, die nur zu diskreten Zeitpunkten existieren, entsteht, wenn ein analoges Signal zu diskreten Zeitpunkten abgetastet wird. Am Ausgang (Fig. 10.75, Stelle 2) einer solchen Abtastschaltung (Sample and Hold), die im allgemeinen Bestandteil eines Meßdatenerfassungssystems ist, liegt ein wertkontinuierliches und zeitdiskretes Signal vor.

Wert- und zeitdiskrete Signale Ein diskontinuierlicher Verlauf der Amplitudenwerte kommt dann zustande, wenn ein analoges Signal amplitudenquantisiert wird. Hierunter versteht man die Unterteilung des Wertebereiches in eine endliche Anzahl diskreter Intervalle. Diese Intervalle fassen alle in sie hineinfallenden Signalamplituden zu einem gemeinsamen Wert zusammen. Wird ein analoges Signal sowohl zeitlich abgetastet als auch amplitudenquantisiert, dann liegt ein wert- und zeitdiskretes Signal vor. Signale dieser Art treten am Ausgang von Analog-Digital-Umsetzern auf (Fig. 10.75, Stelle 3), die abgetastete analoge Signale in Zeitreihen diskreter Zahlenwerte überführen, die dann von einem Rechner weiterverarbeitet werden können.

10.5.1.2 Abtasttheorem, Antialiasingfilter

Die Abtastung eines analogen (d.h. zeit- und wertkontinuierlichen) Signals $u(t)$ durch ein periodisches, impulsförmiges Abtastsignal mit der Periodendauer T_0 läßt sich als Amplitudenmodulation dieses Taktsignals mit dem Signal $u(t)$ darstellen. Fig. 10.76 zeigt das bekannte Frequenzspektrum der Amplitudenmodulation eines sinusförmigen Trägersignals mit einem bandbegrenzten Signal. Symmetrisch zur Trägerfrequenz entstehen dabei das obere und das untere Seitenband.

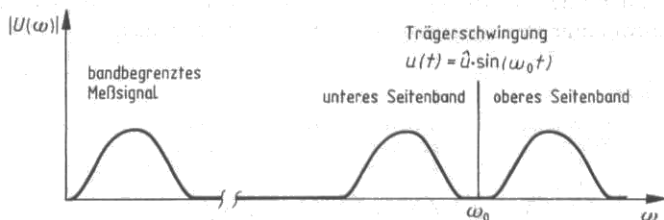


Fig. 10.76 Frequenzspektrum der Amplitudenmodulation bei sinusförmigem Träger und bandbegrenztem Meßsignal

Besteht das Trägersignal selbst aus einem Frequenzgemisch, z.B. dem Frequenzspektrum eines rechteckförmigen Abtastsignals, so treten bei jeder seiner Frequenzen ω_k die entsprechenden Seitenbänder auf. Die Fourierkoeffizienten a_k eines rechteckförmigen Impulses mit der Amplitude A , der Impulsdauer T_i und der Periodendauer T_0 lassen sich durch folgenden Ausdruck berechnen:

$$a_k = 2 \cdot \frac{2}{T_0} \int_0^{T_i/2} A \cos\left(\frac{2\pi}{T_0} \cdot kt\right) dt = 2\varepsilon A \frac{\sin(k\pi\varepsilon)}{k\pi\varepsilon} \quad (10.52)$$

mit $\varepsilon = \frac{T_i}{T_0}$ und $k = 1, 2, 3, \dots, \infty$

Die Amplitude der Spektrallinien an den diskreten Stellen $\omega_k = k \cdot \frac{2\pi}{T_0} = k\omega_0$ wird – abgesehen von dem Skalierungsfaktor $2\varepsilon A$ – durch den jeweiligen Wert des Terms

$$\frac{\sin(k\pi\varepsilon)}{k\pi\varepsilon}$$

bestimmt. Für einen Rechteckimpuls mit einem Tastverhältnis $\varepsilon = T_i/T_0 = 0,01$ erhält man ein Linienspektrum, dessen Amplituden bis zur 10. Oberwelle nahezu konstant sind. Bei der Amplitudenmodulation der Abtastimpulse entstehen symmetrisch zu allen Oberwellen ω_k die Seitenbänder durch das bandbegrenzte Meßsignal. Es entsteht also eine periodische Fortsetzung der komplexen Spektralfunktion $\underline{U}(\omega)$ (Amplituden und Phasenspektrum). Ist nun die obere Grenzfrequenz ω_{gr} des Meßsignals größer als $\omega_0/2$ oder $\omega_{gr} > \pi/T_0$, dann kommt es bei der periodischen Fortsetzung der Spektralfunktion $\underline{U}(\omega)$ zu Überschneidungen der unteren und oberen Seitenbänder. Eine exakte mathematische Rekonstruktion des zeitlichen Signalverlaufes $u(t)$ aus den mit Hilfe der Abtastwerte berechenbaren Fourierkoeffizienten ist dann nicht mehr möglich. Dieser Effekt der spektralen Überschneidungen wird als

Aliasingfehler bezeichnet. Zur Vermeidung dieses Fehlers muß das von Shannon formulierte Abtasttheorem

$$T_0 < \frac{1}{2} f_{\text{gr}} = \frac{\pi}{\omega_{\text{gr}}} \quad (10.53)$$

eingehalten werden. Hierzu ist bei bekannter Signalbandbreite die Abtastfrequenz richtig zu wählen oder bei vorgegebener Abtastfrequenz durch sogenannte Antialiasingfilter die notwendige Bandbegrenzung der Signale zu erzeugen.

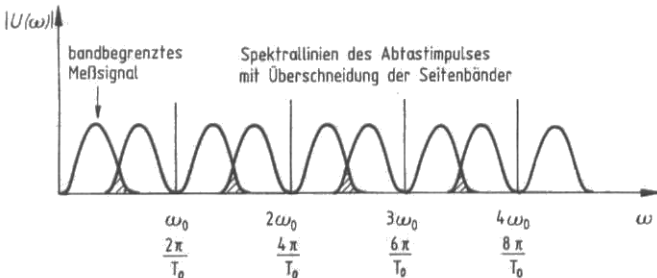


Fig. 10.77 Frequenzspektrum eines abgetasteten bandbegrenzten Meßsignals. Die Abtastfrequenz ist kleiner als die doppelte obere Grenzfrequenz des Meßsignals. Die Überschneidung der Seitenbänder durch die zu geringe Abtastfrequenz führt zum Aliasingfehler.

Antialiasingfilter sind meist nicht Bestandteil käuflicher Meßdatenerfassungssysteme (DAS) – z.B. als PC-Einsteckkarte –, sondern gehören zum Bereich der analogen Signalvorverarbeitung. Diese Tiefpaßfilter sind bezüglich ihrer Grenzfrequenz und ihres Dämpfungsverlaufes auf die jeweilige Meßaufgabe anzupassen. Einsetzbar sind durchstimmbare (umschaltbare) Universalfilter, die von verschiedenen Herstellern angeboten werden, oder aber die Filter sind Bestandteil der Meßelektronik, die von der Verstärkung eines Sensorsignals bis zur Bandbegrenzung alle Baugruppen enthält. Ein Beispiel dafür ist der Baustein 2B31, dessen Schaltung in Fig. 10.78 dargestellt ist.

10.5.1.3 Abtast- und Halteschaltung (Sample and Hold)

Als „schnell“ bezeichnet man einen Analog-Digital-Umsetzer (ADU), der z.B. in $T_u = 2 \mu\text{s}$ ein analoges Eingangssignal mit 12 Bit digitalisiert, das entspricht 500 000 Abtastwerten pro Sekunde. Diese sind innerhalb der Auflösung des ADU nur dann fehlerfrei, wenn die Eingangsspannung während der Umsetzzeit annähernd konstant ist. Wie schnell sich die Eingangsspannung ändern darf, damit die Auflösung von 12 Bit noch erreicht wird, zeigt die folgende Beispielrechnung:

Der Meßbereich des o.g. ADU soll $\pm 10 \text{ V}$ betragen. Das Eingangssignal ist eine sinusförmige Wechselspannung mit dem Scheitelwert $\hat{u} = 10 \text{ V}$ und der Frequenz $\omega = 2\pi f$. Wie groß darf die Frequenz f höchstens sein, damit das Signal noch mit $N = 12$ Bit aufgelöst wird?

Die größte Änderungsgeschwindigkeit hat das Eingangssignal im Spannungsnulldurchgang; diese läßt sich aus dem Differential berechnen:

$$\begin{aligned} u(t) &= \hat{u} \cdot \sin(\omega t) \\ du/dt &= \hat{u} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \\ (du/dt)_{\text{max}} &= \hat{u} \cdot \omega = \hat{u} \cdot 2\pi f \end{aligned} \quad (10.54)$$

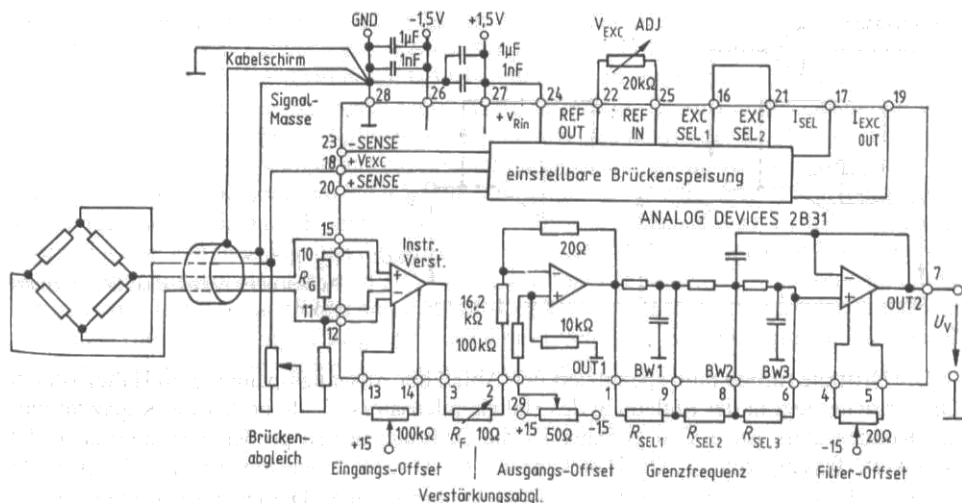


Fig. 10.78 Schaltung eines Bausteins für Meßaufnehmer in Brückenschaltung mit integriertem Tiefpaßfilter (Analog Devices 2B31)

Die Spannungsänderung, die sich bei dieser Geschwindigkeit innerhalb der Umsetzzeit T_u ergibt, muß kleiner sein als LSB (Least Signifikant Bit). Daraus ergibt sich

$$\hat{u} \cdot 2\pi f \cdot T_u \leq \frac{1}{2} (\hat{u} / 2^N) \quad (10.55)$$

$$f \leq 2^{-N} / (4\pi T_u)$$

Mit den o.g. Zahlenwerten ergibt sich, daß die Signalfrequenz $f \leq 10$ Hz sein muß!

Dieses Beispiel zeigt anschaulich, daß auch einem „schnellen“ ADU beim direkten Anschluß an ein dynamisch veränderliches Meßsignal enge Grenzen gesetzt sind. Zur Erhöhung der Arbeitsgeschwindigkeit werden daher Abtast- und Halteschaltungen (Sample and Hold kurz S&H) eingesetzt.

Die in Fig. 10.79 dargestellte Abtast- und Halteschaltung ist im Prinzip ein auf zwei Betriebsarten digital umschaltbarer, schneller Verstärker. Liegt an dem Steuereingang S/H ein logisches „L“-Signal an, dann arbeitet die Schaltung als normaler Verstärker, und das Ausgangssignal folgt (üblicherweise mit dem Verstärkungsfaktor 1) exakt dem zeitlichen Verlauf des Meßsignals. Legt man an den Steuereingang S/H ein logisches „H“-Signal, dann hält die Schaltung denjenigen Augenblickswert der Eingangsspannung fest, welcher unmittelbar nach Eintreffen dieses Kommandos anlag. Der Spannungswert wird in dem Haltekapazitor C_h gespeichert. Obwohl sich das Meßsignal anschließend ändern kann, stellt die Abtast- und Halteschaltung dem nachfolgenden ADU eine während der Umsetzzeit T_u konstante Eingangsspannung zur Verfügung.

Die wichtigsten Kriterien für die Beurteilung und Auswahl von Abtast- und Halteschaltungen sind:

- Öffnungszeit (aperture time) T_{ap} , das ist die Zeit, welche die Schaltung benötigt, um ein Eingangssignal festzuhalten. Typische Werte für T_{ap} liegen im Bereich von 10 ... 100 ns.
- Meßwerterfassungszeit (acquisition time) T_{aq} , das ist die Zeit, die erforderlich ist, um das Meßsignal mit der geforderten Genauigkeit zu erfassen. Es ist üblich, diese Zeit zu spezifizieren, wenn die Schaltung vom Halte- in den Nachlaufbetrieb übergeht. Typische Werte für T_{aq} liegen im Bereich von wenigen ns bis zu einigen μ s.

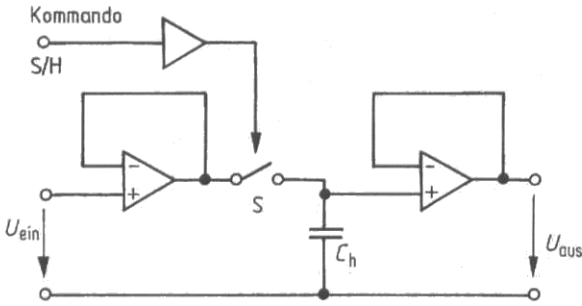


Fig. 10.79
Aufbau einer Abtast- und Halteschaltung (S&H)

– Die Driftrate (droop rate) spezifiziert den Abfall der Ausgangsspannung im Haltezustand. Die Ursache liegt in der Entladung des Haltekapazitors C_h . Je größer die Kapazität dieses Kondensators ist, um so geringer ist die Driftrate, um so größer wird aber auch die Meßwerterfassungszeit T_{aq} . Die Haltekapazität C_h ist so zu dimensionieren, daß die Driftrate während der Umsetzzeit des ADU $\frac{1}{2}$ LSB nicht überschreitet. Die Driftrate wird in mV/ms oder in V/s angegeben.

– Weitere Merkmale sind Offsetspannung, Nichtlinearität, Anstiegsgeschwindigkeit (slew rate), Übersprechen (feedthrough).

In Fig. 10.80 sind die o.g. Parameter für den Abtast- und Haltezustand dargestellt.

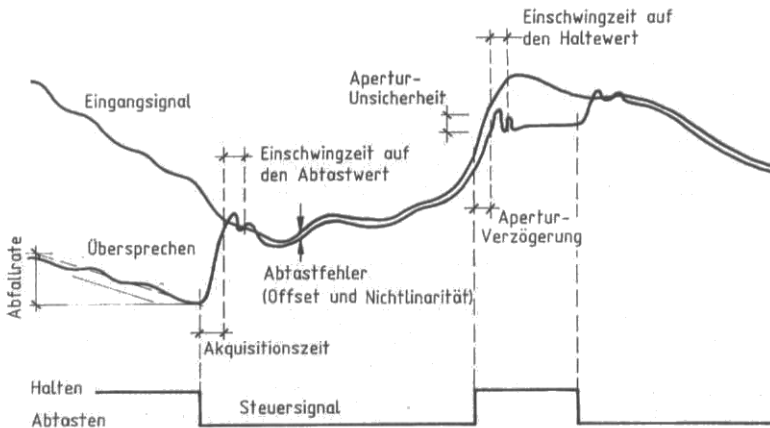


Fig. 10.80 Zeit- und Fehlerdiagramm der Abtast- und Halteschaltung (S&H)

10.5.1.4 Analog-Digital-Umsetzer

Für die rechnerunterstützte Meßdatenerfassung sind drei Prinzipien der Analog-Digital-Umsetzung von besonderer Bedeutung

- Das Parallelverfahren (Flash-Converter)
- Das Wägeverfahren (Sukzessive Approximation)
- Integrierende Mehr-Rampen-Verfahren (Dual-Slope)

A/D-Umsetzer nach dem Parallelverfahren Dies ist das theoretisch einfachste Verfahren, jedoch die technisch aufwendigste Realisierung eines A/D-Umsetzers (ADU). Fig. 10.81 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines 3-Bit-Parallel-Umsetzers. Der Meßbereich wird durch eine interne oder externe Referenzspannung U_R festgelegt. Diese Referenzspannung wird entsprechend der geforderten Auflösung über einen Widerstandsteiler in $2^N - 1$ Vergleichsspannungen für $2^N - 1$ Komparatoren aufgeteilt. Dabei differiert die Vergleichsspannung von Komparator zu Komparator um $2^{-N} U_R$. Die Meßspannung U_x wird allen Komparatoren parallel zugeführt. Diejenigen Komparatoren, bei denen die Meßspannung U_x die Vergleichsspannung überschreitet, schalten ihre Ausgänge auf logisch „1“; alle anderen Komparatoren nehmen den Schaltzustand logisch „0“ an. Die Information an den $2^N - 1$ Komparatorausgängen wird in einer nachfolgenden Encoder-Logik durch Umcodierung in den Binärcode verdichtet (nur noch N Signalausgänge). Die Umsetzzeit T_u ist nur abhängig von der Signallaufzeit durch die Komparatoren und die Encoder-Logik.

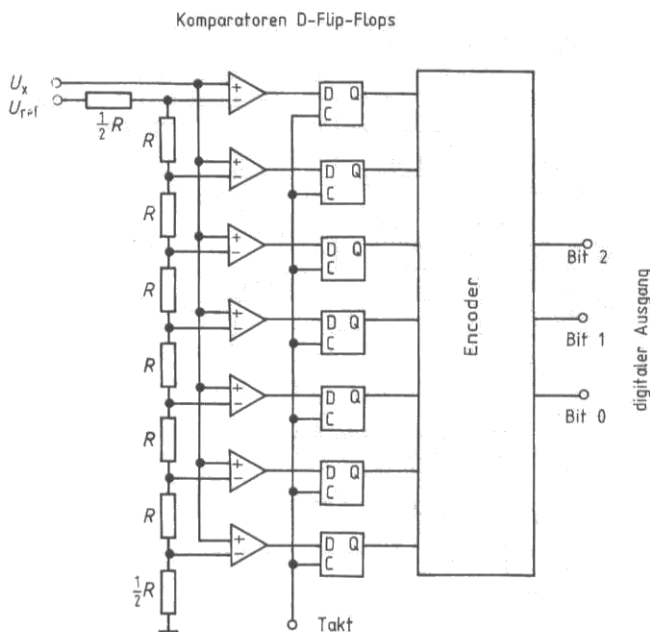


Fig. 10.81
A/D-Umsetzer nach dem Parallelverfahren

Die derzeitige Grenze der technologischen Realisierbarkeit liegt bei einer Auflösung von 8 Bit und der Abtastfrequenz von 500 MHz. Parallel-Wandler werden vorwiegend für Transienten-Recorder und die Digitalisierung von Video-Signalen bei der digitalen Bildverarbeitung verwendet.

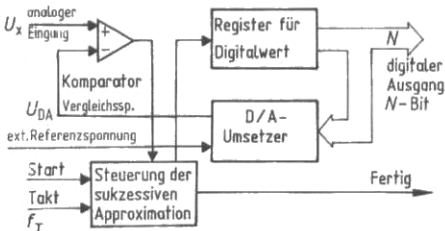
A/D-Umsetzer nach dem Wägeverfahren A/D-Umsetzer, die nach diesem Verfahren arbeiten, werden am häufigsten in der Meßdatenerfassung eingesetzt. Das Verfahren erlaubt kurze Umsetzzeiten (Bereich μs) und hohe Auflösung (bis 16 Bit) bei mittlerem technologischen Aufwand.

Ein ADU nach dem Wägeverfahren (Fig. 10.82 zeigt den prinzipiellen Aufbau) besteht aus einem Komparator, dem die Meßspannung U_x zugeführt wird, einem D/A-Umsetzer (DAU),

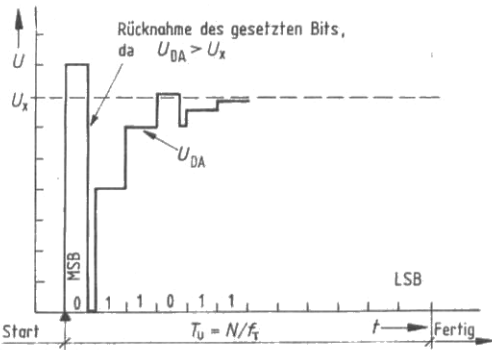
der die Vergleichsspannung für den Komparator erzeugt, einem Codewort-Generator mit Steuerlogik und einem Taktgeber. Eine interne oder externe Referenzspannung bestimmt die maximale Ausgangsspannung des DAU und damit den Meßbereich des ADU.

Das Meßprinzip beruht auf einer schrittweisen Annäherung der Ausgangsspannung U_{DA} des DAU an die Meßspannung U_X (sukzessive Approximation). Dazu werden, ausgehend von der digitalen Eingangsinformation des DAU 0 (alle Bits betragen 0), die Bits nacheinander in der Reihenfolge abnehmender Bewertung (mit dem Bit höchster Bewertung MSB beginnend und dem Bit niedrigster Bewertung LSB endend) auf 1 oder 0 gesetzt, je nachdem ob U_{DA} beim Zustand 1 kleiner oder größer als U_X ist. Der Digitalwert des DAU entspricht dann bis auf einen Fehler von maximal einem Bit der Meßspannung U_X . Die Anzahl der Bits und die Taktfrequenz bestimmen die Umsetzdauer für einen Meßwert; dabei wird eine Taktperiode für die Bearbeitung eines Bit benötigt. Beispiel: Auflösung des Meßwertes $N = 12$ Bit, Taktfrequenz $f_T = 6$ MHz. Für die Umsetzzeit T_u ergibt sich

$$T_u = N \cdot 1/f_T = 2 \mu s \tag{10.56}$$



a)



b)

Fig. 10.82 A/D-Umsetzer nach dem Wägeverfahren (sukzessive Approximation)

- a) Blockschaltbild
- b) Annäherung der Ausgangsspannung des D/A-Umsetzers U_{DA} an U_X

Die Meßspannung U_X muß während der gesamten Dauer der Umsetzzeit konstant bleiben, anderenfalls wird die sukzessive Approximation fehlerhaft. Für die Erfassung dynamisch veränderlicher Meßsignale ist daher ein Abtast- und Halteverstärker am Eingang des ADU erforderlich.

Integrierende Mehr-Rampen-Verfahren (Beispiel Dual-Slope ADU) Die A/D-Umsetzer in den gebräuchlichsten Digitalmultimetern arbeiten nach diesem Prinzip. Das Verfahren ermöglicht eine hohe Auflösung (bis 16 Bit), eine für den erforderlichen Aufwand sehr gute Stabilität und einfachen automatischen Offsetabgleich. Bei diesem Verfahren (Fig. 10.83) wird ein Kondensator mit dem Strom $I_X = U_X/R$ (U_X ist die Meßspannung) eine bestimmte Zeit t_1 geladen (Schalter S mit U_X verbunden) und anschließend mit einem konstanten Strom $I_{\text{ref}} = U_{\text{ref}}/R$ (Schalter S mit der Referenzspannung U_{ref} verbunden) wieder entladen. Die Entladezeit $t_2 - t_1$ wird gemessen und aus dem Meßwert der Digitalwert D_X für U_X abgeleitet:

$$D_X = \frac{t_2 - t_1}{t_1} \cdot D_{\text{ref}}$$

D_{ref} ist der Digitalwert der Referenzspannung.

Zur Messung der Entladezeit werden während dieser Zeit die Perioden einer periodischen Spannung gezählt. Durch die Lade-Entladevorgänge ist das Verfahren langsam (3 bis 30 Umsetzer pro Sekunde). Zur Verminderung der Konversionszeit kann die Entladung des Kondensators auch in mehreren Abschnitten mit jeweils unterschiedlichen Entladeströmen (mit dem größten beginnend) und einer entsprechenden Wichtung bei der Ermittlung der Entladezeit vorgenommen werden (Multi-Slope).

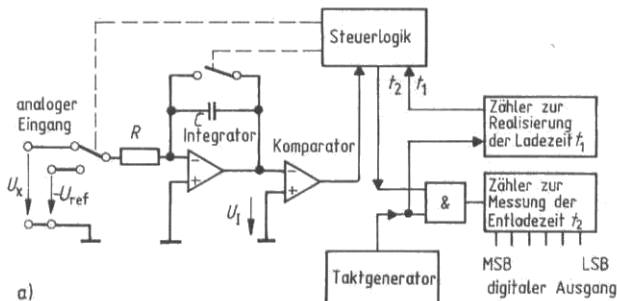
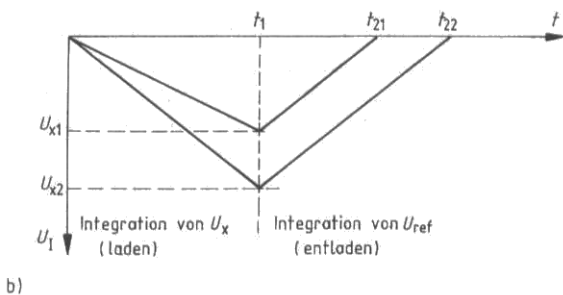


Fig. 10.83

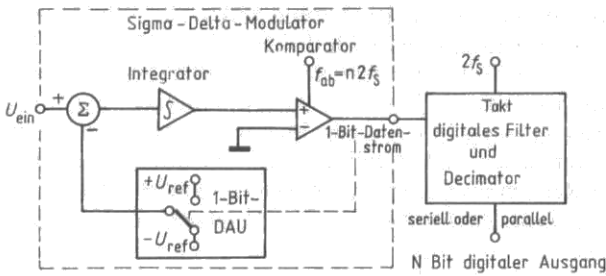
A/D-Umsetzer nach dem Dual-Slope-Verfahren

a) Blockschaltbild

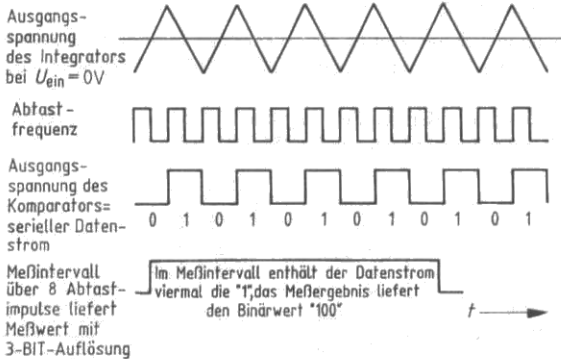
b) Spannungsverlauf am Ausgang des Integrators bei der A/D-Umsetzung zweier Meßspannungen U_{x1} und U_{x2}



Sigma-Delta-Umsetzer Auflösungen von 20 Bit und darüber hinaus stellen sehr hohe Anforderungen an die Signalvorverarbeitung und den ADU bezüglich Rauschfreiheit, Linearität und Drift. Mit Sigma-Delta-Umsetzern, die auf dem aus der Nachrichtentechnik bekannten Prinzip der Delta-Modulation basieren, lassen sich diese Anforderungen leichter erfüllen, da sie nur wenige analoge Komponenten (Integrator, Komparator) benötigen.



a)



b)

Fig. 10.84

Blockschaltbild eines Sigma-Delta-A/D-Umsetzers

a) Blockschaftbild

b) Spannungsverläufe bei der A/D-Umsetzung

Den prinzipiellen Aufbau eines Sigma-Delta-AD-Umsetzers zeigt Fig. 10.84a. Der Sigma-Delta-Modulator wandelt das Eingangssignal in einen kontinuierlichen seriellen Datenstrom von „1“ und „0“ um. Dabei wird die Abtastfrequenz ($f_{ab} = n \cdot 2f_s$) um ein Vielfaches höher gewählt als nach dem Abtasttheorem erforderlich ist – diesen Vorgang nennt man Überabtastung (oversampling). Der 1-Bit-DA-Umsetzer wird von diesem Datenstrom angesteuert. Seine Ausgangsspannung U_{DA} nimmt für jede „1“ den Wert von $+U_{ref}$ und für jede „0“ den Wert von $-U_{ref}$ an. Insgesamt stellt der Sigma-Delta-Modulator einen geschlossenen Regelkreis dar, der den Mittelwert der Spannung U_{DA} auf den Wert der Eingangsspannung U_{ein} regelt. Werden die „0“ und „1“ des seriellen Datenstromes während eines festen Zeitintervalls gezählt (z.B. über 8 Abtastimpulse), dann repräsentiert der Zählerinhalt den Meßwert (z.B. mit 3 Bit Auflösung). Den Spannungsverlauf am Integrator und den seriellen Datenstrom zeigt Fig. 10.84b für eine Eingangsspannung $U_{ein} = 0\text{ V}$ bei einem symmetrischen Meßbereich von $\pm U_{emax}$ und 3 Bit Auflösung. Der serielle Datenstrom liefert für die Eingangsgröße gleich viele „0“ und „1“. Über ein Intervall von 8 Abtastimpulsen ausgezählt, wird die Meßgröße U_{ein} durch den Zählerstand (Binärwert) „100“ dargestellt. Die Meßgröße $U_{ein} = -U_{emax}$ entspricht dem Binärwert „000“, während die Meßgröße $U_{ein} = +U_{emax}$ den Wert „111“ liefert.

Man kann den Sigma-Delta-AD-Umsetzer betrachten als einen synchronen Spannungsfrequenzwandler mit nachgeschaltetem Zähler. Um eine hohe Auflösung (z.B. $N = 20$ Bit) zu erreichen, muß der Zähler ein sehr großes Zeitintervall (z.B. 2^N Abtastimpulse) auszählen, wobei dann auch bei sehr hohen Abtastfrequenzen nur sehr langsam veränderliche Spannungen meßbar sind. Daher wird der serielle Datenstrom

nicht mit einem Zähler ausgewertet, sondern mit einem dem Sigma-Delta-Modulator nachgeschalteten digitalen Filter verarbeitet. Das digitale Filter und der Decimator reduzieren die durch die Überabtastung entstandene hohe Datenrate auf die der Signalbandbreite entsprechenden Datenrate mit hoher Amplitudenauflösung. Dabei sind das digitale Filter und der Decimator entweder zusammen mit dem Sigma-Delta-Modulator auf einem Chip integriert oder werden durch Software mit einem Signalprozessor realisiert.

Der Hauptvorteil der Sigma-Delta-Umsetzer liegt in der Reduzierung des Quantisierungsrauschens (siehe 10.5.1.5). Das Spektrum des Quantisierungsrauschens wird durch den Sigma-Delta-Modulator in Richtung der sehr hohen Abtastfrequenz verschoben und durch das digitale Filter weitgehend eliminiert, so daß Auflösungen mit 20 Bit und darüber hinaus für Signale im Audiobereich realisiert werden können.

Die folgenden Tabellen geben eine Marktübersicht über ADUs und ihre Spezifikationen.

Tab. 10.9 Auswahl von AD-Umsetzern, die nach dem Parallelverfahren arbeiten

Auflösung	Typ	Hersteller	Abtastfrequenz MHz	S&H.	Int. Kor.	Verlustleistung	Technologie	Preis/Stück* 1994 (DM)
8 bit	LTC1099	Lin. Tech.	0,2	ja	—	55 mW	CMOS	16,00
	ADC0820	National	1	(ja)	—	35 mW	CMOS	42,00
	MAX153	Maxim	1	ja	—	40 mW	CMOS	20,00
10 bit	LTC1272	Lin. Tech.	0,3	ja	—	75 mW	CMOS	46,00
	MAX151	Maxim	0,3	ja	—	275 mW	CMOS	45,00
	MP8782	Micro Power	5	ja		200 mW	CMOS	
12 bit	AD671	Analog Dev.	2	—	2 bit	300 mW	CMOS	226,00
	ADC603	Burr Brown	10	ja	2 bit	6 W	hybrid	3 600,00
	AD9032	Analog Dev.	25	ja			hybrid	2 650,00
16 bit	ADC701	Burr Brown	0,5	—		2 W	hybrid	1 800,00

* Die Preisangaben beziehen sich auf die billigste Ausführung des angegebenen Herstellers

Tab. 10.10 Auswahl von AD-Umsetzern, die nach dem Wägeverfahren arbeiten

Auflösung	Typ	Hersteller	Umsetzdauer	Int. Ref.	Verlustleistung	Ausgang	Technologie	Preis/Stück* 1994 (DM)
8 bit	ZN509	Plessey	5 μ s	+2,5 V	200 mW	1 bit	Bipolar	8,00
	AD7576	Analog Dev.	10 μ s	—	15 mW	8 bit	CMOS	16,00
	AD670	Analog Dev.	10 μ s	ja	150 mW	8 bit	Bipolar	37,00
	AD7574	Analog Dev.	15 μ s	—	30 mW	8 bit	CMOS	27,00
10 bit	AD575	Analog Dev.	30 μ s	ja	200 mW	1 bit	Bipolar	93,00
12 bit	ADC601	Burr Brown	0,9 μ s	ja	1300 mW	1/12 bit	hybrid	400,00
	MAX162	Maxim	3 μ s	—5,2 V	145 mW	8/12 bit	CMOS	67,00
	AD7572	Analog Dev.	5 μ s	—5,2 V	135 mW	8/12 bit	CMOS	46,00
	MAX172	Maxim	10 μ s	—5,2 V	145 mW	8/12 bit	CMOS	34,00
16 bit	PCM78	Burr Brown	4 μ s	ja	600 mW	1 bit	2 Chip	150,00
	AD1377	Analog Dev.	10 μ s	ja	600 mW	16 bit	hybrid	389,00

* Die Preisangaben beziehen sich auf die billigste Ausführung des angegebenen Herstellers

Tab. 10.11 Auswahl von AD-Umsetzern, die nach dem Dual-Slope-Verfahren arbeiten

Auflösung	Typ	Hersteller	Umsetz-dauer	Ausgang	Betriebs-spannung	Verlust-leistung	Preis/Stück* 1994 (DM)
4½ digit	MAX135	Maxim	5 ms	BCD Mux.	±5 V	0,6 mW	25,00
3¾ digit	MAX134	Maxim	50 ms	BCD Mux.	±5 V	1 mW	30,00
6 bit	MAX132	Maxim	5 ms	binär seriell	±5 V	0,6 mW	25,00
25 bit	ADC5601	Prema	20 s	binär seriell	±15 V	450 mW	548,00

dieser Umsetzer arbeitet mit einem Mehrfachrampenverfahren.

Für Sieben-Segment-Anzeigen

3½ digit	TC7116	Teledyne	200 ms	LCD Par.	9 V	10 mW	13,00
	TC7117	Teledyne	200 ms	LED Par.	±5 V	600 mW	11,00
	MAX138	Maxim	200 ms	LCD Par.	5 V	1 mW	12,00
	MAX139	Maxim	200 ms	LED Par.	5 V	600 mW	12,00
	ICL7136	Harris	400 ms	LCD Par.	9 V	1 mW	15,00
	ICL7137	Harris	400 ms	LED Par.	±5 V	600 mW	12,00
4½ digit	ICL7129	Harris	500 ms	LCD Mux.	9 V	10 mW	30,00

* Die Preisangaben beziehen sich auf die billigste Ausführung des angegebenen Herstellers

Tab. 10.12 Auswahl von Sigma-Delta-AD-Umsetzern

Auflösung	Typ	Hersteller	Takt-frequenz	Int. Ref.	Verlust-leistung	Aus-gang	Techno-logie	Preis/Stück* 1994 (DM)
24 bit	AD7110	Analog Dev.	10 MHz	+2,5 V	20 mW	seriell	CMOS	46,00

Anwendungsbereich: direkte Verarbeitung von Sensorsignalen im Bereich von 20 mV bis ±2,5 V (z.B.: Dehnungsmeßstreifen, Thermoelemente, Widerstandsthermometer), zwei Kanäle multiplex.

20 bit	CS5390	Crystal Sem.	3,072 MHz	±3,68 V	550 mW	seriell	CMOS	220,00
--------	--------	--------------	-----------	---------	--------	---------	------	--------

Anwendungsbereich: direkte Verarbeitung von Audiosignalen mit ±3,68 V Spannungspegel in zwei parallelen Kanälen. Der Oversamplingfaktor beträgt 64, die Ausgangsdatenrate 48 kHz.

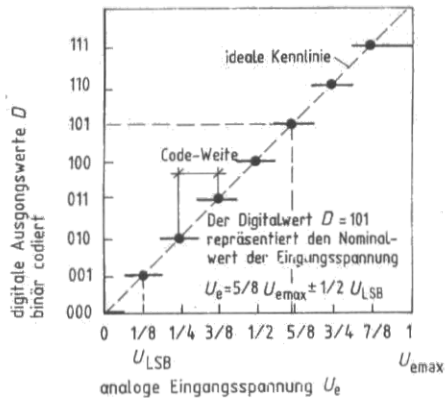
* Die Preisangaben beziehen sich auf die billigste Ausführung des angegebenen Herstellers

10.5.1.5 Fehler von A/D-Umsetzern

Analog-Digital-Umsetzer sind keine „Meßgeräte“ mit vernachlässigbarem Fehler, wenn die Auflösung, angegeben durch die Anzahl der Bits, nur hoch genug ist. Einige Fehlereinflüsse sollen hier behandelt werden.

Quantisierungsfehler Fig. 10.85 zeigt die Kennlinie eines idealen 3-Bit-ADU. Dargestellt sind die digitalen Ausgangswerte über der analogen Eingangsspannung. Man erkennt, daß jedem digitalen Ausgangswert ein Bereich (Code-Weite) um den „Nominalwert“ der Eingangsspannung zugeordnet ist. Die Code-Weite beträgt U_{LSB} (Spannungswert, der dem LSB entspricht). Die zu einem Digitalwert gehörenden analogen Spannungswerte liegen im Bereich des Nominalwertes $\pm \frac{1}{2}$ Code-Weite.

Auch ein idealer ADU digitalisiert daher eine analoge Eingangsspannung mit einem systematischen Quantisierungsfehler von $\pm \frac{1}{2}$ LSB.



a)



b)

Fig. 10.85

a) Übertragungskennlinie eines idealen 3-Bit-ADU

b) Quantisierungsrauschen $U_r = U_e - DU_{\text{LSB}}$

Quantisierungsrauschen Wegen des Quantisierungsfehlers lässt sich das Originalsignal (U_e) nicht mehr fehlerfrei rekonstruieren. Der Quantisierungsfehler führt bei der Rekonstruktion von U_e zu einer überlagerten Rauschspannung $U_r = U_e - DU_{\text{LSB}}$ (s. Fig. 10.85). Der Effektivwert dieser Rauschspannung U_{reff} beträgt:

$$U_{\text{reff}} = \frac{U_{\text{LSB}}}{\sqrt{12}} \quad (10.57)$$

Der Signal-Rausch-Abstand berechnet sich aus dem Verhältnis:

$$S = 20 \log \frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{reff}}} \quad (10.58)$$

Der Effektivwert der Eingangsspannung U_{eff} des ADU lässt sich bei sinusförmiger Vollaussteuerung in Abhängigkeit von der Anzahl N der Bits berechnen:

$$U_{\text{eff}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot 2^N \cdot U_{\text{LSB}} \quad (10.59)$$

Damit erhält man für den Signal-Rausch-Abstand:

$$S = 20 \text{ dB} \cdot \log \frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{reff}}} = N \cdot 7,8 \text{ dB} \quad (10.60)$$

Der Signal-Rausch-Abstand ist direkt proportional zur Auflösung eines Analog-Digital-Umsetzers.

Offset-Fehler Der Offset-Fehler äußert sich als Parallelverschiebung der ADU-Kennlinie (Fig. 10.86). Die Ursache sind Offsetspannungen interner Operationsverstärker oder auch der Referenzspannungsquelle. Für den Abgleich des Offset-Fehlers sind zusätzliche Beschaltungen des ADU mit Potentiometern von den Herstellern angegeben. Es ist aber zu beachten, daß durch Drift bedingte Änderungen der Offsetspannung nicht abgleichbar sind.

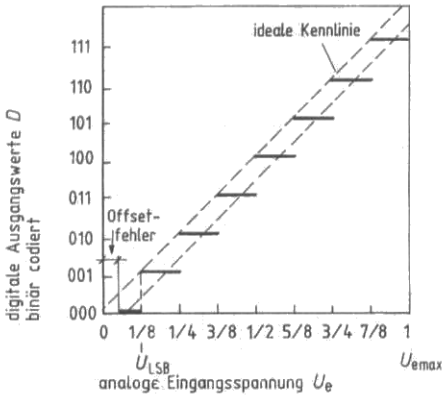


Fig. 10.86 Übertragungskennlinie eines 3-Bit-ADU mit Offset-Fehler

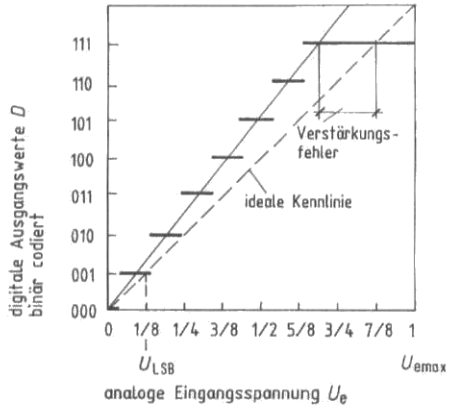


Fig. 10.87 Übertragungskennlinie eines 3-Bit-ADU mit Verstärkungs-Fehler

Verstärkungs-Fehler Eine Abweichung von der „Sollsteigung“ der Kennlinie wird als Verstärkungs-Fehler (gain error) bezeichnet (Fig. 10.87). Die Ursache sind Toleranzen in den verstärkungsbestimmenden Widerständen und u.U. in der Referenzspannung. Auch für den Abgleich dieses Fehlers werden Zusatzbeschaltungen mit Potentiometern angegeben, driftbedingte Verstärkungsänderungen sind ebenfalls nicht abgleichbar.

Linearitäts-Fehler Die Nichtlinearität eines ADU wird üblicherweise durch integralen und differentiellen Linearitätsfehler angegeben. Der integrale Linearitätsfehler spezifiziert die maximale Abweichung der Verbindungslinie der Nominalpunkte (s. Fig. 10.85) von einer Ge-

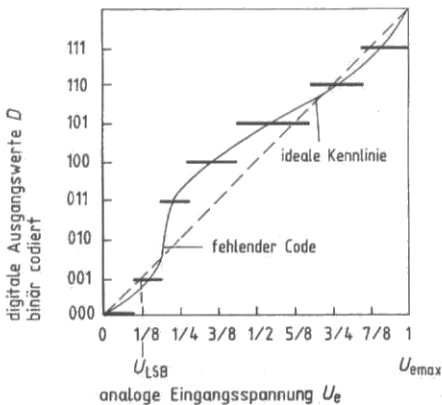


Fig. 10.88 Übertragungskennlinie eines 3-Bit-ADU mit Linearitäts-fehler und fehlendem Code (missing code)

raden, der differentielle Linearitätsfehler spezifiziert die Schwankung der Code-Weiten (Abweichung der Code-Weiten vom Sollwert). Wird der differentielle Linearitätsfehler größer als die Sollcode-Weite, dann entsteht eine Code-Lücke (missing code).

Prinzipbedingt neigen ADUs nach dem Wägeverfahren besonders zu differentiellen Linearitätsfehlern und integrierende ADUs zu integralen Linearitätsfehlern.

10.5.1.6 Digital-Analog-Umsetzer

Ein Digital-Analog-Umsetzer (DAU) hat die Aufgabe, einen Zahlenwert in eine dazu proportionale analoge Größe (Strom oder Spannung) umzusetzen. Dabei kann die Umsetzung direkt, durch Stromsummierung oder durch Mittelwertbildung erfolgen, wie dies in Fig. 10.89 prinzipiell dargestellt ist.

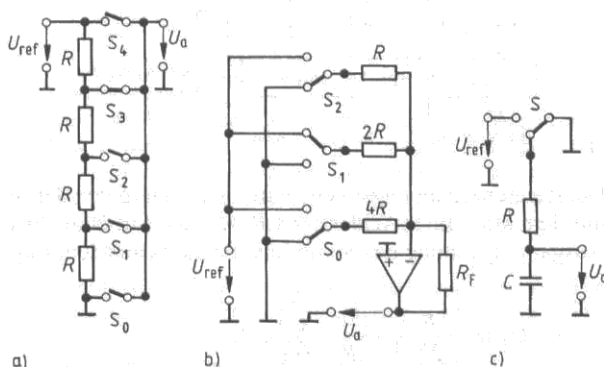


Fig. 10.89
Prinzipien für Digital-Analog-Umsetzung

Beim Direktverfahren (Fig. 10.89a) müssen über einen Spannungsteiler alle zulässigen Ausgangsspannungen als Teilspannungen bereitgestellt werden. Die dem Zahlenwert entsprechende Ausgangsspannung wird über einen Schalter ausgewählt, dabei wird der Schalter über einen 1-aus- n -Decoder angesteuert. Wegen des hohen Aufwandes an Schaltern und der hohen Genauigkeitsanforderung an den Spannungsteiler hat dieses Verfahren nur geringe Bedeutung.

Beim Stromsummenverfahren (Fig. 10.89b) wird die Ausgangsspannung aus der Summe gewichteter Teilströme gebildet. Jedem Bit des digitalen Zahlenwertes ist dabei ein Schalter zugeordnet, der die gewichteten Teilströme auf den Summationspunkt eines Operationsverstärkers schaltet. Wegen der vielfältigen Realisierungsmöglichkeiten – insbesondere mit dem R - $2R$ -Netzwerk (s. Fig. 10.90) – hat dieses Verfahren die größte Bedeutung. Von verschiedenen Herstellern sind DA-Umsetzer mit bis zu 20 Bit Auflösung für Audioanwendungen und mit bis zu 12 Bit für Videoanwendungen verfügbar.

Bei dem in Fig. 10.89c dargestellten Verfahren wird die Ausgangsspannung als arithmetischer Mittelwert am Ausgang eines Tiefpassfilters gebildet. Dazu ist nur ein Schalter erforderlich, der mit veränderlichem Tastverhältnis periodisch zwischen dem Bezugspotential (Masse) und der Referenzspannung hin- und hergeschaltet wird. Auch dieses Verfahren hat keine sehr große Bedeutung, da sich die Ausgangsspannung wegen des erforderlichen Tiefpasses nur langsam verändern kann.

DA-Umsetzer mit R - $2R$ -Widerstandsnetzwerk Dieser nach dem Verfahren der Stromsum-
mierung arbeitende DAU ist besonders für die Realisierung in integrierter Schaltungstechnik
geeignet, weil für die Erzeugung der gewichteten Teilströme nur zwei unterschiedliche Wi-
derstände mit den Werten R und $2R$ erforderlich sind. Fig. 10.90 zeigt den schematischen
Schaltungs Aufbau. Die Wechselschalter werden durch die Bits des digitalen Zahlenwertes um-
geschaltet.

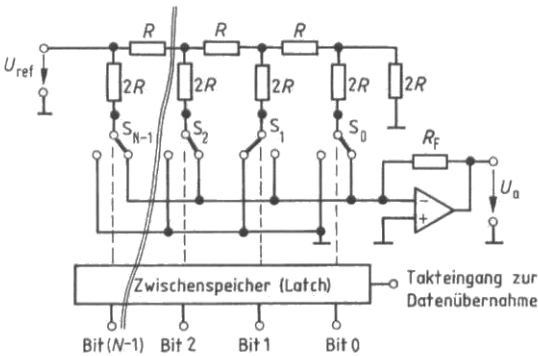


Fig. 10.90
Prinzipschaltbild eines DA-Umsetzers mit
 R - $2R$ -Netzwerk und N -Bit-Dateneingang

Die Referenzspannungsquelle wird unabhängig von der Stellung der Wechselschalter immer
mit dem konstanten Widerstand R belastet. Für einen DA-Umsetzer mit N Bit läßt sich die
Ausgangsspannung des Summierverstärkers aus dem folgenden Ausdruck berechnen:

$$U_a = -\frac{u_{ref}}{2^{N+1}} \cdot \frac{R_F}{R} \cdot \sum_{i=0}^N a_i 2^i \quad (10.61)$$

Darin sind a_i die binären Zustände (0 oder 1) der digitalen Eingänge. Durch die Integration
des Gegenkopplungswiderstandes $R_F = R$ wird die Ausgangsspannung unabhängig vom
Absolutwert der Widerstände in dem R - $2R$ -Widerstandsnetzwerk.

10.5.1.7 Mehrkanalige Meßdatenerfassung

In fast allen praktischen Anwendungsfällen im Labor oder Versuchs- und Prüffeld ist die digi-
tale Erfassung nur eines Meßsignales für die Versuchsauswertung nicht ausreichend. Da-
her ist es notwendig, die bisher besprochene Reihenschaltung aus S&H und ADU mit ei-
nem Meßverstärker (instrumentation amplifier) und einem Meßstellenumschalter (multiple-
xer) zu einem vollständigen Meßdatenerfassungssystem (DAS) zu erweitern. Fig. 10.91 zeigt

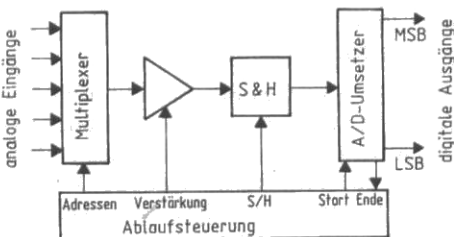


Fig. 10.91
Mehrkanal Meßdatenerfassungssystem
(DAS)

die Schaltung eines solchen Systems, das als Baustein monolithisch als IC oder in Hybridtechnik aufgebaut sein kann. Auf PC-Einsteckkarten zur Meßdatenerfassung ist die dargestellte Meßkette häufig aus Einzelkomponenten aufgebaut; dies hat z.B. den Vorteil, daß auch die Verstärkung des Meßverstärkers vom Anwenderprogramm eingestellt werden kann.

In diesem so erweiterten System wird die minimale Umsetzzeit durch die Schaltzeit des Multiplexers T_{mux} und die Einstellzeit des Meßverstärkers T_s (settling time) weiter erhöht. Während die Schaltzeiten des Multiplexers im Bereich weniger ns liegen und damit in vielen Fällen vernachlässigbar sind, sind die Einstellzeiten des Meßverstärkers verstärkungsabhängig und liegen im Bereich von μs bis zu 1 ms bei Verstärkungsfaktoren $v = 1000$. Damit kann die Einstellzeit des Meßverstärkers zum bestimmenden Parameter für die minimale Umsetzzeit des gesamten Systems werden.

$$\text{Minimale Umsetzzeit eines DAS: } T_{\text{DAS}} = T_{\text{mux}} + T_s + \overbrace{T_{\text{ap}} + T_{\text{aq}}}^{\text{S\&H}} + T_u \quad (10.62)$$

Verstärker ADU

Als Multiplexer werden monolithisch integrierte Analogschalter mit 8 oder 16 Signaleingängen verwendet. Diese lassen sich so beschalten, daß 8 bzw. 16 Meßsignale mit einem gemeinsamen Bezugspotential (ground) anschließbar sind, oder aber 4 bzw. 8 Meßsignale auf Differenzeingänge geschaltet werden können. Die Multiplexer müssen im eingeschalteten Kanal einen geringen Durchgangswiderstand R_{on} haben, da der Spannungsabfall an R_{on} das Meßergebnis verfälschen kann. Weitere Anforderungen sind geringes Übersprechen und Schutz vor Überspannungen.

Über den Multiplexer werden die Meßsignale zeitlich nacheinander abgetastet und digitalisiert, wobei der minimale Zeitabstand T_{DAS} beträgt. Dieser zeitliche Versatz der digitalen Meßwerte kann dann zu Problemen führen, wenn beispielsweise bei einer Korrelationsanalyse eine simultane Erfassung mehrerer Signalkanäle erforderlich ist. Dieser zeitliche Versatz der digitalen Meßwerte kann dann zu Problemen führen, wenn beispielsweise bei einer Korrelationsanalyse eine simultane Erfassung mehrerer Signalkanäle erforderlich ist. Dieser zeitliche Versatz ist nur dann vernachlässigbar, wenn er klein ist gegenüber der Periodendauer des Abtastintervalls, mit dem die periodische Abtastung der Meßsignale erfolgt. Bei Einhaltung dieser Bedingung kann die Abtastung der Meßsignale zumindest als quasisimultan bezeichnet werden. Kann die o.g. Bedingung nicht eingehalten werden oder ist eine simultane Signalerfassung durch die Versuchs- und Auswertebedingungen zwingend erforderlich, dann muß der in Fig. 10.91 dargestellte Signalflußplan des DAS so geändert werden, daß für jeden Signalkanal ein Meßverstärker und ein S&H zur Verfügung stehen.

Fig. 10.92 zeigt das so geänderte DAS, bei dem die Abtastung der Meßsignale simultan erfolgt. Die Um-

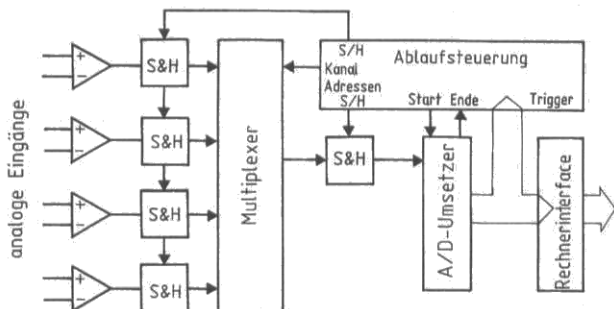


Fig. 10.92
Mehrkanal Meßdatenerfassungssystem (DAS) mit simultaner Signalabtastung und digitaler Triggerung

setzung in digitale Werte geschieht dann wieder sequentiell, wobei der minimale Zeitabstand hierbei nur durch die Umsetzzeit des ADU und des Multiplexers bestimmt wird.

Eine weitere Verringerung der Umsetzzeit des Gesamtsystems erreicht man, wenn für jeden Kanal ein eigener A/D-Umsetzer zur Verfügung steht. Da alle Kanäle dann parallel arbeiten, wird die minimal mögliche Umsetzzeit wesentlich durch den A/D-Umsetzer und die Geschwindigkeit bestimmt, mit der die Daten in den Speicher des Rechners eingelesen werden können. Hochgeschwindigkeitssysteme verfügen daher über eigene Speicher, in die direkt durch die Hardware der Meßdatenerfassung die Meßwerte eingeschrieben werden. Für die erst nach der Datenerfassung offline erfolgende Datenauswertung sind diese Speicher in den Bereich des Arbeitsspeichers des Rechners eingebunden.

Literatur: Analog Devices (1991); Boser (1989); Byrne (1992); Lüke (1975); Mölle (1994); Schröder (1992); Schumny (1993); Tietze u. Schenk (1993).

10.5.2 Rechnergestützte Meßsysteme

10.5.2.1 Der IEC-Bus

Der Personalcomputer als IEC-Bus-Controller Seit der Erfindung des Mikroprozessors Anfang der 70er Jahre hat dieser Innovationsträger der Mikroelektronik entscheidende Veränderungen und Fortschritte im industriellen, kommerziellen und auch im privaten Bereich ausgelöst. Der Personalcomputer (PC) ist ein Produkt dieser Entwicklung. Im ersten Quartal 1992 verkaufte die PC-Industrie in Deutschland knapp 460 000 Personalcomputer, ca. 20 % davon sind im technisch/wissenschaftlichen Bereich eingesetzt.

Wechselnde Aufgaben im industriellen Prüffeld und Forschungslabor erfordern standardisierte Schnittstellen für die Verbindung von Meßgeräten untereinander und für den Anschluß an Rechner für die Prozeßsteuerungen. Schon 1974 wurde die Normung der IEC-625/IEEE-488-Schnittstelle (kurz IEC-Bus) eingeführt, die den Aufbau von Meßsystemen und deren Steuerung mit Computern – damals speziellen IEC-Bus-Controllern – wesentlich vereinfacht. Da das Bus-System auf eine Entwicklung der Firma Hewlett-Packard zurückgeht, wird dieser Bus bei HP als HP-IB (HP-Interface-Bus) bezeichnet, während andere Hersteller auch die Bezeichnung GPIB (General-Purpose-Interface-Bus) verwenden. Inzwischen sind die anfänglich üblichen IEC-Bus-Controller durch den Personalcomputer nahezu vollständig abgelöst worden. IEC-Bus-Interfacekarten für PCs gibt es von verschiedenen Herstellern, so daß der PC problemlos zum Prozeßcontroller nach-, um- oder aufgerüstet werden kann. Für jede IEC-Bus-Interfacekarte gibt es sogenannte Treiberprogramme, die in alle im Bereich der PCs wichtigen Programmiersprachen (Pascal, C, Basic) eingebunden werden können. Damit kann der Anwender in der ihm gewohnten Programmiersprache seine meßtechnische Aufgabe programmieren. Zusätzlich werden für PCs zahlreiche Programmpakete angeboten, die mit umfangreichen Funktionen die Meßdaten-Erfassung, -Verarbeitung, -Auswertung und -Dokumentation unterstützen. Meß- und Steuergeräte mit IEC-Bus-Interface – wie z.B. Digitalmultimeter, Meßstellenumschalter, Signalgeneratoren, Stromversorgungsgeräte, Steuereinheiten mit TTL-Signalen oder Relais – gibt es von zahlreichen Herstellern.

Die hier zusammengefaßte Darstellung der Eigenschaften und Daten des IEC-Bus ist nicht geeignet für den Aufbau eigener Interfaceschaltungen und der dazu notwendigen Programme; hierzu sei insbesondere auf die umfassende Beschreibung von Piotrowski (1982) hingewiesen, in der auch das Nachrichtenkonzept des IEC-Bus vollständig beschrieben ist. Hier soll dem potentiellen Anwender von IEC-Bus-Systemen ein Überblick gegeben werden, um die Funktion und die Einsetzbarkeit für seine Anwendung beurteilen zu können.

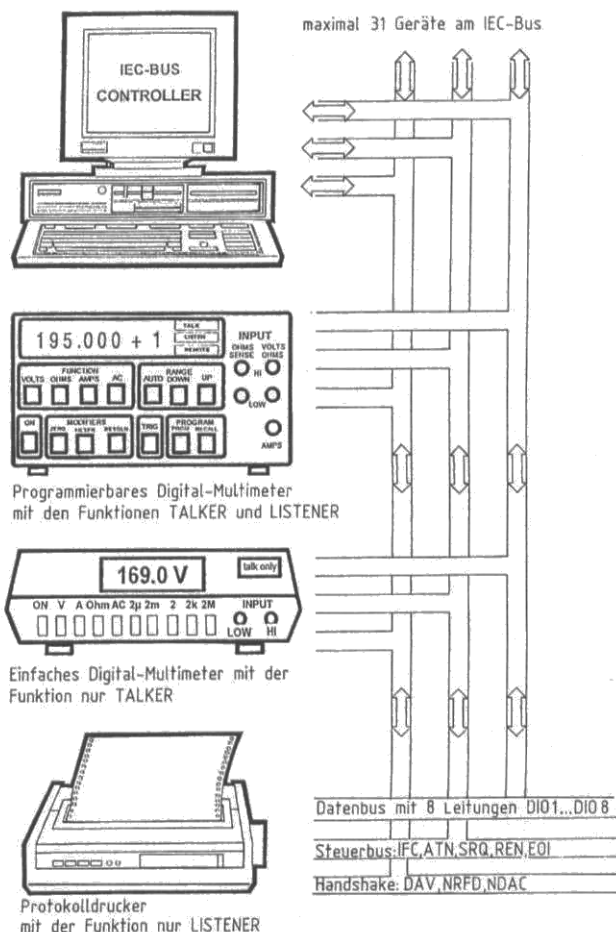


Fig. 10.93
Struktur des IEC-BUS

Busstruktur Der IEC-Bus ermöglicht die Verbindung von bis zu 31 Meß- und Steuergeräten über ein Leitungssystem, das von einem Gerät zum nächsten mit speziellen Kabeln und Steckern durchverbunden wird. Die Zeichenübertragung auf diesem Bus erfolgt bitparallel mit serieller Zeichenfolge nach einem festgelegten Anforderungs- und Quittungsverfahren (handshake), das sich ohne Zeitverlust an die unterschiedliche Übertragungsgeschwindigkeit verschiedenartiger Geräte anpaßt. Die Busstruktur und die Klassifizierung der Geräte, die an den Bus angeschlossen werden können, zeigt Fig. 10.93.

– Controller sind die zentralen Geräte eines jeden IEC-Bus-Systems zur Meßdatenerfassung und Versuchssteuerung. Der Controller ist ein Rechner, von dem – durch das Anwendungsprogramm gesteuert – die angeschlossenen Geräte adressiert und programmiert werden. Die Versuchs- und Meßdaten werden unter Kontrolle des Anwendungsprogrammes gespeichert und von diesem oder anderen Analyseprogrammen ausgewertet. Der Controller verfügt auch über die Funktionen Hörer und Sprecher. Es dürfen mehrere Controller am Bus angeschlossen sein, aber jeweils nur einer darf sich im Einsatz befinden, die übrigen müssen im Ruhezustand der Controllerfunktion sein.

- Hörer (Listener) können über den Bus nur gerätebezogene Daten empfangen, dazu müssen sie vorher vom Controller adressiert worden sein. Solche Geräte sind z.B.: Drucker, Netzgeräte, Signalgeneratoren, Meßstellenumschalter (Scanner), die über den Bus programmiert werden. Es dürfen gleichzeitig mehrere Geräte als Hörer aktiviert werden.
- Sprecher (Talker) können über den Bus gerätebezogene Daten an andere Geräte senden. Dies geschieht ebenfalls erst, wenn durch den Controller eine Adressierung als Sprecher erfolgt ist. Es darf zu jedem Zeitpunkt immer nur ein Gerät Sprecher sein. Bevor ein neuer Sprecher adressiert wird, werden alle anderen Sprecher automatisch entadressiert. Nur als Sprecher (talk only) arbeiten z.B.: einfache Digitalvoltmeter, digitale Zustandsmelder, Lochstreifenleser.
- Hörer und Sprecher können wahlweise so programmiert werden, daß sie Informationen aufnehmen oder abgeben, z.B. ein Digitalmultimeter, das in seinen Funktionen über den Bus programmiert wird und Meßwerte in digitaler Form an den Controller sendet, ist abwechselnd Hörer oder Sprecher.

Der rein passiv ausgeführte Bus, dessen zugehörige Elektronik in den einzelnen Geräten untergebracht ist, besteht aus folgenden Leitungsgruppen:

Datenbus mit den acht Leitungen DI01...DI08 zur Übertragung von Geräteadressen, Kommandos und Daten.

Steuerbus mit den fünf Leitungen:

- IFC mit der Aktivierung von „Interface Clear“ wird der Bus in einen definierten Grundzustand gebracht.
- REN „Remote Enabel“ ermöglicht die Fernbedienung der angeschlossenen Geräte durch den Controller.
- ATN wird die Leitung „Attention“ gesetzt, beginnt der Controller mit einem Programmzyklus, d.h. der Controller adressiert angeschlossene Geräte, z.B. um Einstellparameter zu übertragen.
- EOI „End or Identify“ erfüllt zwei Funktionen. Das Signal zeigt das Ende einer Datenübertragung an oder wird für die Identifizierung eines Gerätes verwendet.
- SRQ die „Service Request-Leitung“ ermöglicht es, den am Bus angeschlossenen Geräten eine Bedienungsanforderung an den Controller abzugeben; dieser muß dann durch serielles oder paralleles Abfragen (seriell poll bzw. parallel poll) herausfinden, welches Gerät den Service angefordert hat.

Handshakeleitungen für die Datenübertragung: Das sogenannte Drei-Draht-Handshake-Verfahren gewährleistet, daß am IEC-Bus Geräte mit unterschiedlicher Übertragungsgeschwindigkeit einwandfrei zusammenarbeiten können. Die Übertragungsgeschwindigkeit des gesamten Systems wird dabei stets vom langsamsten Gerät bestimmt. Die drei Leitungen haben folgende Bezeichnungen und Aufgaben:

- DAV „Data valid“ = „low“ meldet, daß bei einem Sprecher gültige Daten vorliegen, die z.B. vom Controller übernommen werden können. Entgegen der üblichen Darstellungsweise werden in der IEEE-488-Norm alle Bussignale aktiv-low ohne Invertierungsstrich dargestellt.
- NRFD „Not ready for data“, die Datenübertragung beginnt erst, wenn alle angeschlossenen Geräte signalisiert haben, daß sie zur Datenaufnahme bereit sind, dann haben alle Geräte diese Leitung auf „high“ gesetzt.
- NDAC „Not data accepted“, die Datenübertragung wird erst abgeschlossen, wenn alle Geräte signalisiert haben, daß die Daten übernommen worden sind, dann haben alle Geräte diese Leitung auf „high“ gesetzt. Erst dann kann das nächste Datenbyte – z.B. vom DVM – auf den Bus gelegt werden.

Fig. 10.94 zeigt den zeitlichen Ablauf des Handshake-Verfahrens, in Fig. 10.95 ist der zeitliche Ablauf als Flußdiagramm dargestellt.

1. Anfangszustand des Busses. Der Sprecher – in diesem Fall der Controller – prüft auf Fehlerzustand des Busses: NRFD und NDAC = „high“.

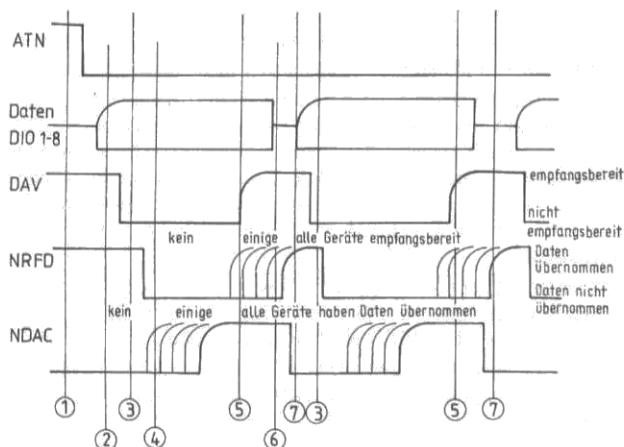


Fig. 10.94 Impulsdiagramm des Dreidraht-Handshake am IEC-Bus

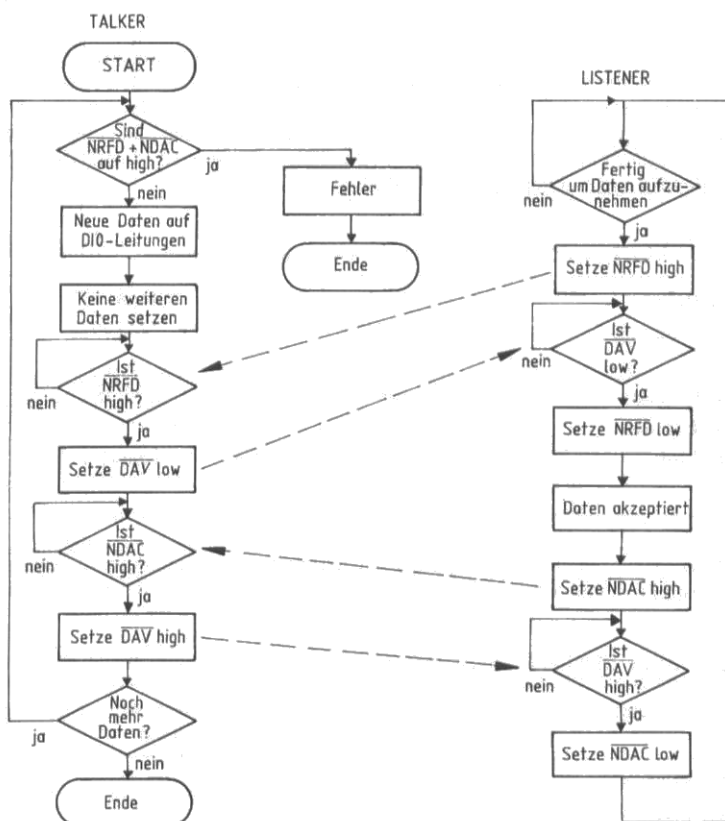


Fig. 10.95 Flußdiagramm des Handshake beim IEC-Bus

2. Der Sprecher legt nach der Fehlerprüfung das erste Datenbyte auf den Bus. In diesem Fall hat der Controller zusätzlich die Leitung ATN auf ‚low‘ gesetzt. Damit wird signalisiert, daß zunächst eine Geräteadresse und dann gerätebezogene Einstelldaten gesendet werden.

3. Nachdem die Daten auf den Leitungen DIO1-8 eingeschungen sind und der Sprecher feststellt, daß NRFD = ‚high‘ ist, setzt er DAV = ‚low‘ und meldet damit die Daten als gültig.

Im folgenden Ablauf wird zwischen der eigentlichen Datenübernahme in die internen Register der angeschlossenen Geräte (NDAC) und der Bereitschaft zur Übernahme neuer Daten (NRFD) unterschieden. Dadurch wird zur Erhöhung der Datenübertragungsgeschwindigkeit eine Parallelbearbeitung zwischen dem Sprecher und den Hörerh ermöglicht (Vorteil des Drei-Draht- gegenüber Zwei-Draht-Handshake-Verfahrens).

4. Der Hörer, der als erster DAV = ‚low‘ feststellt, setzt NRFD = ‚low‘. Damit ist die Bereitschaft, neue Daten zu übernehmen, beendet. Erst wenn alle Hörer die Daten empfangen (NDAC = ‚high‘) und verarbeitet haben, wird NRFD wieder freigegeben und ‚high‘ gesetzt.

5. Der Sprecher stellt durch NDAC = ‚high‘ fest, daß die Geräte die Daten in ihre internen Register übernommen haben, und setzt daher DAV = ‚high‘. Damit werden die Daten auf dem Bus wieder ungültig gemeldet.

6. Der Sprecher schaltet das Datenbyte vom Datenbus ab.

7. Der erste Hörer, der DAV = ‚high‘ feststellt, setzt NDAC = ‚low‘, womit der nächste Zyklus einer Datenübertragung beginnen kann, sobald NRFD vom letzten Gerät, das sich empfangsbereit meldet, auf ‚high‘ gesetzt wird.

Zur Realisierung der IEC-Bus-Hardware werden von Halbleiterherstellern hochintegrierte Schaltungen angeboten, die als Peripheriebausteine eines Mikroprozessors oder Mikrocontrollers – mit Ausnahme der Leitungstreiber für die Busleitungen – alle IEC-Bus-Funktionen erfüllen. Diese Bausteine haben eine Prozessorschnittstelle (Daten-, Adreß- und Steuerbus), das Laden interner Register mit bestimmten Informationen löst definierte IEC-Bus-Aktivitäten aus. Tab. 10.13 zeigt in einer Übersicht die heute am häufigsten eingesetzten IEC-Interface-Bausteine.

Tab. 10.13 Die am häufigsten eingesetzten Bausteine für ein IEC-Bus-Interface

Hersteller	Intel	Texas	NEC
Bezeichnung	8291 8292	TMS9914	7210
Technologie	⇒	NMOS	⇐
Funktionen	⇒	Controller, Talker, Listener	⇐
Bustreiber	8293	LS641-1	SN75160 SN75161

Die physikalisch maximal mögliche Datenübertragungsrate auf dem IEC-Bus ist abhängig von den Leitungstreibern und den Leitungslängen. Die IEC-Bus Norm gibt dazu folgende Empfehlungen.

Tab. 10.14 Maximale physikalische Übertragungsraten und Buslängen beim IEC-Bus

Übertragungs- rate	maximale Buslänge	maximaler Geräteabstand	erforderliche Bus-Treiber
250 kByte/s	20 m	2 m	48 mA, offener Kollektor
500 kByte/s	20 m	2 m	48 mA, Tri-State
1 MByte/s	10 m	1 m	48 mA, Tri-State

- Wenn alle 2 m Bustreiber mit offenem Kollektor und 48 mA Treiberstrom verwendet werden, arbeitet der IEC-Bus bis zu einer Entfernung von 20 m mit einer maximalen Übertragungsrate von 250 kByte/s.
- Mit Tri-State-Treibern läßt sich die Übertragungsrate bei sonst gleichen Bedingungen auf 500 kByte/s steigern.
- Wenn in den Systemgeräten 48-mA-Treiber mit Tri-State-Ein- und Ausgängen verwendet werden und diese über nur 1 m lange Kabel verbunden werden, beträgt die maximale Übertragungsrate 1 MByte/s. Die gesamte Kabellänge darf dann aber 10 m nicht überschreiten, d.h. es können maximal ein Controller und 10 Geräte im System im Abstand von 1 m miteinander verbunden werden.

Die Übertragungsraten der Meßwerte und Befehle sind wegen der aufwendigen Signalaufbereitung und -verarbeitung im Controller, Listener und Talker sehr viel geringer als die maximalen physikalischen Übertragungsraten. Typisch sind 10 000 Meßwerte/s. Zur Vergrößerung der Meßwertrate bieten verschiedene IEC-Bus-Interfacekarten auch die Möglichkeit, Daten durch direkten Speicherzugriff (DMA) einzulesen.

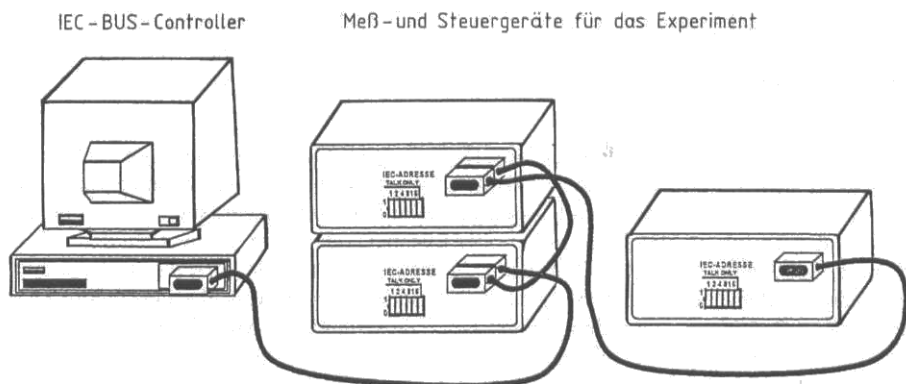


Fig. 10.96 Verbindung der Geräte beim IEC-Bus

Das Nachrichtenkonzept des IEC-Bus Bei der Datenübertragung auf dem IEC-Bus unterscheidet man grundsätzlich zwischen zwei Arten von Nachrichten:

- Schnittstellennachrichten sind Kommandos oder Befehle. Sie dienen zur Steuerung und Einstellung der angeschlossenen Geräte
- Gerätenachrichten oder Daten werden über den IEC-Bus übertragen, jedoch nicht vom Schnittstellensystem verarbeitet. Bei dieser Art von Nachrichten handelt es sich um Einstellungsdaten für Geräte (z.B. Art der Messung, Meßbereich), um Meßwerte, Ergebnisse oder Statusinformationen.

Bei der Nachrichtencodierung wird zwischen Eindraht-Nachrichten (diese werden über den Steuerbus gesendet) und Mehrdraht-Nachrichten (sie werden über den Datenbus gesendet) unterschieden. Alle Mehrdraht-Nachrichten werden als ASCII-Zeichen oder binär codiert übertragen.

Eindraht-Nachrichten Diese Art von Nachrichten werden entsprechend ihrer Bezeichnung über einzelne Leitungen des IEC-Bus übertragen. Es können dabei sowohl einzelne als auch mehrere Nachrichten gleichzeitig gesendet werden. Beispiele für Eindraht-Nachrichten sind:

Tab. 10.15 Beispiele für Eindraht-Nachrichten

Befehl	Bedeutung		Busleitung
ATN	Attention	Achtung	ATN
REN	Remote Enable	Fernsteuerung freigeben	REN
IFC	Interface Clear	Schnittstellenfunktion rücksetzen	IFC

ATN = ‚high‘ zeigt an, daß auf dem Datenbus eine Schnittstellennachricht ansteht, die u.U. für alle Geräte von Bedeutung sein kann. Die Nachricht ATN wird ausschließlich vom Controller gesendet.

REN muß aktiviert sein, damit alle Geräte von der manuellen Bedienung in den ferngesteuerten Zustand umgeschaltet werden.

IFC wird ebenfalls nur vom Controller gesendet. In der Regel wird diese Leitung nach dem Einschalten des Systems aktiviert, damit alle angeschlossenen Geräte einen definierten Grundzustand einnehmen.

Mehrdraht-Nachrichten Die Gruppe der Mehrdraht-Nachrichten wird über den Datenbus in codierter Form übertragen. Dabei ist die Signalleitung ATN = ‚high‘, wenn Schnittstellennachrichten übertragen werden. Die Daten sind als Gerätenachrichten zu interpretieren, wenn ATN = ‚low‘ ist.

Universalbefehle Universalbefehle betreffen alle am IEC-Bus angeschlossenen Geräte. Der Controller kann sie jederzeit senden und alle angeschlossenen Geräte müssen darauf reagieren – sofern sie mit der entsprechenden Schnittstellenfunktion ausgerüstet sind –, unabhängig davon, ob sie adressiert sind (als Talker oder Listener) oder nicht. Sie werden dann als gültig empfangen, wenn ATN = ‚high‘ ist. Da nach der IEC-Bus Norm auch nur Teilausrüstungen der Schnittstellenfunktionen zulässig sind, ist in der jeweiligen Gerätebeschreibung zu prüfen, auf welche Befehle das Gerät reagieren kann. Die Gruppe der Mehrdraht-Universalbefehle ist in der Codierung gekennzeichnet durch DIO7 = 0, DIO6 = 0 und DIO5 = 1.

Tab. 10.16 Mehrdraht-Nachrichten, Universalbefehle

Nachricht	Bedeutung		ATN	DIO							
				8	7	6	5	4	3	2	1
UCG	Universal Command Group		low	X	0	0	1	X	X	X	X
DCL	Device Clear	Gerät zurücksetzen	low	X	0	0	1	0	1	0	0
LLO	Local Lockout	Steuerung verriegeln	low	X	0	0	1	0	0	0	1
PPU	Parallel Pol Unconfigure	Parallelabfrage abbauen	low	X	0	0	1	0	1	0	1
SPD	Serial Poll Disable	Serienabfrage sperren	low	X	0	0	1	1	0	0	1
SPE	Serial Poll Enable	Serienabfrage freigeben	low	X	0	0	1	1	0	0	0

Adressierte Befehle Adressierte Befehle sind gültig für alle am Bus angeschlossenen Geräte, die sich im Fernsteuerzustand befinden und als Talker oder Listener adressiert sind. Sie werden von den Geräten als gültig empfangen, wenn die Signalleitung ATN = ‚low‘ ist. Adressierte Befehle können gleichzeitig an mehrere als Hörer adressierte Geräte gesendet werden. Damit ist es dem Controller möglich, gleichzeitige Aktionen einer Gruppe von Geräten auszulösen (z.B. Triggerung der Geräte für eine zeitgleiche Messung). Die Gruppe der adressierten Befehle ist in der Codierung gekennzeichnet durch DIO7 = DIO6 = DIO5 = 0.

Tab. 10.17 Mehrdraht-Nachrichten, adressierte Befehle

Nachricht	Bedeutung		ATN	DIO							
				8	7	6	5	4	3	2	1
ACG	Adressed Command Group		low	X	0	0	0	X	X	X	X
GET	Group Execute	Gerätegruppe	low	X	0	0	0	1	0	0	0
	Trigger	triggern									
GTL	Go To Local	Eigensteuerung	low	X	0	0	0	0	0	0	1
PPC	Parallel Poll	zur Parallelabfrage	low	X	0	0	0	0	1	0	1
	Configure	einstellen									
SDC	Selected Device	ausgewähltes Gerät	low	X	0	0	0	0	1	0	0
	Clear	zurücksetzen									
TCT	Take Control	Steuerung übergeben	low	X	0	0	0	1	0	0	1
UNL	Unlisten	hören beenden	low	X	0	1	1	1	1	1	1
UNT	Untalk	sprechen beenden	low	X	1	0	1	1	1	1	1

Die beiden Befehle UNL und UNT wirken auf alle adressierten Geräte und schalten diese als Hörer oder als Sprecher ab. Damit wird sichergestellt, daß kein unbefugter Hörer am Datenaustausch beteiligt ist, bzw. daß immer nur ein Sprecher am IEC-Bus aktiv ist.

Bedienungsanforderung von Geräten – Service Request – und Reaktion des Controllers Über den IEC-Bus fernsteuerbare Geräte können mit der Fähigkeit ausgestattet sein, einen Bedienungsruf zu senden, wenn ein bestimmter Gerätezustand eintritt. Dies kann z.B. bei einem Drucker wegen Papiermangels sein oder wenn bei einem Meßgerät eine Bereichsüberschreitung vorliegt. Das rufende Gerät setzt dann die Leitung SRQ auf dem Steuerbus auf ‚low‘. Da der Bedienungsruf jederzeit gesendet werden kann, muß der Controller zwei Aufgaben erfüllen können:

1. Der Controller muß bei SRQ = ‚low‘ das laufende Programm unterbrechen, in ein Bedienungsunterprogramm verzweigen und nach Bedienung das Programm an der unterbrochenen Stelle fortsetzen.
2. Da der Bedienungsruf von allen Geräten über dieselbe Leitung (SRQ) gesendet wird, muß der Controller das rufende Gerät identifizieren. Dies kann durch eine serielle Abfrage aller Geräte (Serial Poll) oder durch eine parallele Abfrage (Parallel Poll) geschehen.

Serienabfrage – Serial Poll ‚Serial Poll‘ bedeutet, daß vom Controller nacheinander alle Geräte abgefragt werden. Die Geräte antworten daraufhin auf dem Datenbus mit ihrem Zustandsbyte. Dabei enthalten die Bits DIO1...6 die Statusinformation. Das gesetzte Bit DIO7 = ‚1‘ zeigt dem Controller an, daß dieses Gerät den Bedienungsruf angefordert hat. Die Serienabfrage wird mit dem Befehl SPE (Serial Poll Enable) eingeleitet und mit dem Befehl SPD (Serial Poll Disable) abgeschlossen.

Parallelabfrage – Parallel Poll Kennzeichen der Parallelabfrage sind folgende Eigenschaften:

1. Es können bis zu acht Geräte gleichzeitig und unabhängig voneinander während eines einzigen Handshakezyklus abgefragt werden. Der ‚Parallel Poll‘ eignet sich daher besonders für sehr schnelle Abfragen.

2. Vor der Abfrage wird jedem Gerät eine ihm allein zugewiesene DIO-Leitung zugeteilt. Die Abfrageantwort kann demzufolge nur „Ja“ oder „Nein“ sein.
3. Die Geräte können nicht von sich aus die Parallelabfrage in Gang setzen. Dies muß vielmehr der Controller in vom Programmierer festgelegten Intervallen tun.

Die Parallelabfrage wird mit folgenden Befehlen durchgeführt:

PPC Parallel Poll Configure:	Freigabe zur Einstellung.
PPE Parallel Poll Enable:	Einstellung und Zuweisung einer Datenleitung, auf der sich ein Gerät bei SRQ melden soll.

Zur Parallelabfrage aktiviert der Controller gleichzeitig die Leitungen ATN und EOI, anschließend melden sich alle für die Abfrage eingestellten Geräte auf der ihnen zugewiesenen Datenleitung.

PPU Parallel Poll Unconfigure:	Parallelabfrage abbauen. Mit diesem Universalbefehl wird die Fähigkeit aller Geräte, auf eine Parallelabfrage zu antworten, wieder beendet.
--------------------------------	---

IEC-Bus-Software Der Programmieraufwand für ein automatisches Test- und Meßsystem (ATM) ist ein entscheidendes Kriterium für dessen Wirtschaftlichkeit. Zu einer vollständigen technischen Automationslösung gehört deshalb nicht nur die hardwaremäßige Realisierung, sondern auch die entsprechende Software.

Obwohl die Übertragung und Codierung von Gerätenachrichten und die Einstellung der jeweiligen Übertragungswege durch die Normen DIN IEC 625 bzw. IEEE 488 international festgelegt sind, unterliegen aber die Geräte- und Softwarehersteller keiner Vorschrift, weder bei der Verwendung von Einstellbefehlen für die verschiedenen Test- und Meßgeräte, noch bei der Einbindung der o.g. IEC-Bus-Befehle und Kommandos in eine höhere Programmiersprache. Nahezu alle Hersteller liefern IEC-BUS-Software, die sich in die gängigen Programmiersprachen BASIC, TURBO-PASCAL und C einbinden läßt. Beim Austausch einer IEC-Bus-Interfacekarte oder eines Gerätes aus einem System durch ein Gerät mit gleicher Funktion, aber unterschiedlicher Herkunft, muß daher generell auch die entsprechende Software geändert werden.

Die Normung der IEC-Bus-Schnittstelle hat hardwareseitig eine erhebliche Vereinfachung beim Zusammenschalten verschiedener Meßgeräte zu einem automatischen Meß- und Testsystem bewirkt. Mit den Personal-Computern als IEC-Bus-Controller wurde ein weiterer Schritt zur kostengünstigen Realisierung dieser Systeme getan. Mit der Vielzahl der Interface-Hardware und Software entstanden aber auch zahlreiche Kompatibilitätsprobleme, die bis heute den Austausch von Programmen und Meßgeräten behindern.

Literatur: Benning (1981); Böhme (1983); Boll (1986); Brosch (1983); Cordes (1980); Hahnenkamp (1980); Piotrowski (1982); Reichel (1983); Schumny (1993); Urbach (1983); Varchmin (1983).

10.5.2.2 Serielle Busse

Anforderungen an die Kommunikationstechnik in Automatisierungssystemen Für die informationstechnische Kopplung von räumlich benachbarten Prozessen sind verschiedene Verbindungsstrukturen wie Stern, Ring und Bus realisierbar. Bei einer größeren Anzahl von Teilnehmern, die untereinander Daten austauschen sollen, wird im allgemeinen ein serielles Bussystem zur lokalen Vernetzung (LAN = Local Area Network) eingesetzt. Aus Sicht der Automatisierungstechnik ergeben sich unterschiedliche Anforderungen an ein Kommunikationssystem in Abhängigkeit von den Anwendungsarten.

- Anforderungen an die Nachrichtenbehandlung: benötigte Übertragungskapazität; garantierte maximale Übertragungszeit; bevorrechtigte Behandlung von Nachrichten; optimale Nachrichtenübertragung bei unterschiedlichem Verkehrsaufkommen
- Anforderungen an die Systemsicherheit: Sicherheit gegen Ausfall des Übertragungsnetzwerkes; Sicherheit gegen Ausfall der Teilnehmer; Sicherheit gegen Übertragungsstörungen
- Anforderungen aufgrund der verwendeten Technologien: Integration in bestehende Systeme; Nutzung vorhandener Strukturen; Anpassung an neue Technologien

Das Echtzeitverhalten und die Störsicherheit eines Kommunikationssystems sind für einen automatisierten Prozeß von besonderer Wichtigkeit; daraus lassen sich folgende Anforderungen formulieren:

- Gleichzeitigkeit: Variable (Meßwerte) und Alarmer mehrerer Teilprozesse können wirkungsmäßig parallel übertragen werden. Möglichkeiten zur ereignisorientierten Kommunikation sollten bestehen. Das Buszugriffverfahren muß ein möglichst unbeeinträchtigtes Echtzeitverhalten haben.
- Rechtzeitigkeit: Der Abschluß einer Kommunikation muß in einer bestimmten Zeit erfolgt sein.
- Vollständigkeit: Es müssen alle Informationen übertragen werden, und es dürfen auch bei Überlast keine Daten verlorengehen.
- Störsicherheit: Das Übertragungsmedium muß in industrieller Umgebung gegen Störungen (und Beschädigungen) unempfindlich sein (fehlertolerierendes Verhalten des Systems).

Das ISO-Schichtenmodell und Feldbusse Eine wesentliche Voraussetzung für den Aufbau eines automatisierten Prozesses mit verteilten Rechnersystemen ist der Transport von Daten außerhalb der Rechner zur Kommunikation mit Peripheriekomponenten und weiteren Rechnern. Damit Systeme verschiedener Hersteller und unterschiedlicher Leistungsmerkmale miteinander kommunizieren können, ist die Verwendung einheitlicher Hardware- und Softwareschnittstellen notwendig. Der Aufbau solcher Kommunikationssysteme ist in dem ISO-OSI-Schichtenmodell festgelegt (ISO = International Standardisation Organisations; OSI = Open System Interconnection).

Das ISO/OSI-Referenzmodell strukturiert Kommunikationssysteme durch Unterteilung in Schichten. Jedes offene Kommunikationssystem besteht aus logisch aufeinander aufbauenden Schichten, wobei jeder Schicht Teilaufgaben von Kommunikationsfunktionen zugeordnet sind. Diese Aufgabenteilung erhöht

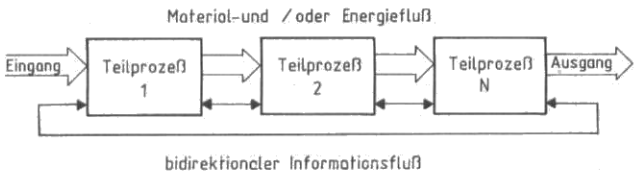
Tab. 10.18 Schichten des ISO/OSI-Referenzmodells

Schicht	Bezeichnung	Aufgaben
7	APPLIKATION	Anwenderaufträge aus der Verarbeitung
6	PRESENTATION	Datenformate, Codierung, Umcodierung
5	SESSION	Dialogverwaltung zwischen Partnern (Tasks), Verbindungsführung
4	TRANSPORT	Logischer Nachrichtenaustausch, Wiederholung, Quittierung
3	NETWORK	End-End-Verkehr über mehrere Ebenen, Routing
2	DATALINK	End-End-Verkehr auf einer Bus-Ebene, Buszugriff, Telegramm, Sicherung
1	PHYSICAL	Modulation, Bitfolge auf der Leitung

die Übersichtlichkeit und verteilt die Komplexität auf die einzelnen Schichten. Dabei stützt sich die n -te Schicht jeweils auf die Leistungen der unterlagerten ($n - 1$)-ten Schicht. Das in Tab. 10.18 dargestellte Schichtenmodell reicht von der physikalischen Realisierung der Datenübertragung (Schicht 1) bis zur Applikation (Schicht 7).

Systemstruktur eines dezentral hierarchisch organisierten Automatisierungssystems

Die Kommunikations- und Automatisierungstechnik der zurückliegenden Jahre ist durch zunehmende Dezentralisierung der Aufgabenbearbeitung charakterisiert. Automatisierbare Prozesse – wie Kraftwerke, Energieverbundnetze, Verkehrssysteme, verfahrens- und fertigungstechnische Prozesse – lassen sich in physikalisch begründete Teilprozesse zerlegen, die nicht nur über den prozeßbedingten Material- und Energiefluß, sondern insbesondere auch über den Informationsfluß miteinander gekoppelt sind. Während der Material- und/oder Energiefluß vorwiegend nur in die Richtung auf das Endprodukt fließt, muß ein Informationsfluß in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung stattfinden, nämlich zum Folge- und zum Vorgängerprozeß. Diese horizontale Gliederung von Prozessen ist in Fig. 10.97 dargestellt.



Eingang: Primärenergie oder Blechtafel
Ausgang: elektrische Energie oder Karosserie-Formteil

Fig. 10.97
Horizontale Gliederung von Prozessen

Dieser horizontalen Gliederung ist eine nach Aufgaben hierarchisch gegliederte Mehrschichtenstruktur überlagert. Dabei lassen sich den Aufgaben auch gleichzeitig Zeitbereiche für ihre Auswirkungen zuordnen. Fig. 10.98 zeigt diese Mehrschichtenstruktur eines Automatisierungssystems.

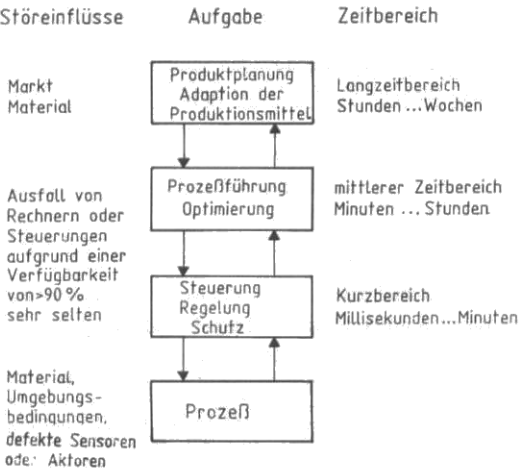


Fig. 10.98
Mehrschichtenstruktur eines Automatisierungssystems

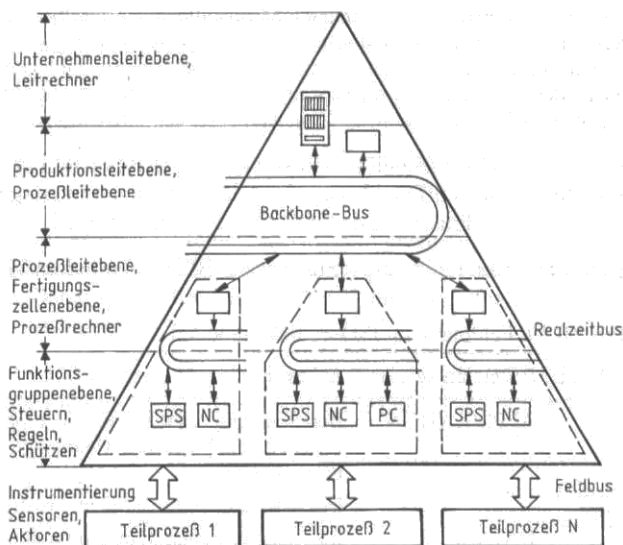


Fig. 10.99

Angewandte Systemstruktur eines dezentral hierarchisch organisierten Automatisierungssystems

Aus der Kombination von Fig. 10.97 und Fig. 10.98 ergibt sich eine Systemstruktur in einem hierarchisch geordneten Ebenenmodell mit Kommunikation zwischen den eingesetzten Leitrechnern, den Prozeßrechnern und den Automatisierungsgeräten (SPS, NC, PC). Ein derartig organisiertes Automatisierungssystem mit den Aufgaben der einzelnen Ebenen zeigt Fig. 10.99.

Diese Struktur findet man heute in nahezu allen fertigungs- und verfahrenstechnischen Prozessen. Unterhalb der Unternehmensleitebene ist die Fertigungs- oder Produktionsleitebene; in dieser werden Vorgänge des Betriebes koordiniert und über ein Kommunikationsnetz mit der nachfolgenden Prozeß- oder Fertigungszellenebene (Teilprozesse) gekoppelt.

Die Funktionsgruppenebene mit Mikrorechner-Steuerungen, -Regelungen und -Schutzeinrichtungen ist über ein Bussystem mit Echtzeitverhalten mit der Prozeßleitebene verbunden. Der technische Anschluß an die benötigten Prozeßsignale in dem zu automatisierenden Prozeß erfolgt heute häufig noch mit Einzel-Signalverdrahtung (0 ... 20 mA bzw. 4 ... 20 mA). Für diese direkte Kopplung mit dem Prozeß werden künftig sogenannte Feldbus-Systeme eingesetzt, die dezentrale Kommunikations-Anschlußmodule zur Ankopplung der Sensoren und Aktoren besitzen.

Feldbusse Der Anschluß von Sensoren und Aktoren im Prozeß (im Feld) erfolgt heute noch vorwiegend durch Punkt-zu-Punkt-Verbindungen mit dem 20-mA-Standard. Hiermit kann nur eine Prozeßgröße in einer Richtung übertragen werden. Die Funktionalität von Feldgeräten ist aufgrund der technologischen Entwicklung in den letzten Jahren erheblich erweitert worden. So können direkt am Sensor (Aktor) etwa folgende Datenvorverarbeitungen direkt vorgenommen werden:

- Übertragung verschiedener Meßgrößen wie Extremwerte, Mittelwerte, zeitsynchrone Abtastwerte
- Kopplung der Meßgrößen mit Zeitwerten
- Linearisierung
- Fernkalibrierung
- Selbstdiagnose

Die Einbringung dieser dezentralen Funktionalität in ein geschlossenes Automatisierungskonzept erfordert einen erhöhten Informationsaustausch, und damit den Aufbau eines seriellen Bussystems im Feldbereich – eben einen Feldbus. Für diesen Bereich sind in den letzten Jahren verschiedene Bussysteme entstanden, die zum Teil firmenspezifische Realisierungen für bestimmte Anwendungsbereiche darstellen, aber auch solche, die sich z.Z. in nationaler und internationaler Normung befinden.

Im Sinne einer einfachen und kostengünstigen Realisierung der Feldbussysteme werden die Schichten 3 bis 6 offengelassen, bzw. in die Schicht 7 verlagert. Tab. 10.19 zeigt die Einordnung eines Feldbusses in das ISO-OSI-Schichtenmodell.

Eines der ersten Feldbussysteme war der BITBUS mit dem Mikrocontroller 8044 von INTEL.

Tab. 10.19 Feldbusse im ISO-Schichtenmodell

Schicht	Bezeichnung	Aufgaben
7	APPLIKATION	Bereitstellung von Kommunikationsdiensten, z.B.: Übertragung von Programmen, Variablen, Meldungen; konfigurieren, starten, stoppen von Programmen
6...3		leer bzw. zum Teil in Schicht 7 realisiert
2	DATALINK	Bereitstellung eines Telegrammrahmens, Festlegung des Buszugriffsverfahrens, bzw. der Adressierungsart, Fehlersicherung und -behandlung
1	PHYSICAL	Leitungsart, Modulationsverfahren, Signalformatierung (z.B.NRZ), synchrone/asynchrone Übertragung

Im Rahmen dieses Beitrages werden verschiedene Feldbuskonzepte vorgestellt, deren Haupteinsatzgebiete die Automatisierung in der Fertigungstechnik und der Fahrzeugtechnik sind:

PROFIBUS: Process Field Bus, DIN 19245, Bundesrepublik Deutschland

Modnet 1/P: Kommunikationssystem für die Automatisierungstechnik mit PROFIBUS der Firma AEG

SINEC L2: Kommunikationssystem für die Automatisierungstechnik mit PROFIBUS der Firma Siemens

INTERBUS-S: Sensor-Aktor-Bus (DIN 19258) der Firma Phoenix Contact

FIP: Faktory Instrumentation Protocol, Frankreich

ISA SP 50: USA

Eureka Fieldbus: United Fieldbus, EG

Für die besondere Anwendung im Fahrzeugbereich wurden folgende Bussysteme entwickelt:

ABUS: Automobile Bitserielle Universal-Schnittstelle, VW

CAN: Controller Area Network, Bosch, Intel, Philips-Valvo u. a.

VAN: Französische Autoindustrie u. a.

Bus-Zugriffsverfahren Die Berechtigung, Daten auf einen Bus zu senden, kann den angeschlossenen Geräten (Teilnehmern) nach verschiedenen Verfahren zugewiesen werden.

Master-Slave-Verfahren Besonders einfach regelt das Master-Slave-Verfahren den Buszugriff. Ein Master-Rechner sendet Daten und Kommandos an adressierte Busteilnehmer. Dabei gibt es auch ein Kommando, das einen Slave-Prozessor zum Senden von Daten veranlaßt. Der gesamte Datenverkehr auf dem Bus unterliegt der Kontrolle des Master-Prozessors. Kollisionen auf dem Bus können praktisch nicht auftreten. Bei einer festen Länge der gesendeten Datenblöcke hat dieses Verfahren ein zeitlich definiertes Sende-Empfangs-Verhalten und ist damit echtzeitfähig.

Multi-Master-Verfahren Als Multi-Master-Systeme bezeichnet man Busse, an denen jeder Teilnehmer zu jedem beliebigen Zeitpunkt die Sendeberechtigung für seine Daten anfordern und, wenn möglich, senden kann. Dabei gibt es für den Buszugriff und die Art der Datensendung jeweils zwei verschiedene Verfahren.

CSMA/CD-Verfahren In Fig. 10.100 ist das bei vielen lokalen Netzen (z.B. ETHERNET) übliche CSMA/CD-Verfahren als Flußdiagramm dargestellt (CSMA/CD = Carrier Sense Multiple Access/Collision Detect). Es ist für Echtzeitanwendungen nicht geeignet, weil es ein nichtdeterministisches Antwortverhalten zeigt. Alle Busteilnehmer mit Sendeanforderungen hören den Datenverkehr auf dem Bus mit. Wenn der Bus frei ist, beginnen sie mit ihrem Buszugriff. Wenn es dabei durch gleichzeitige Zugriffe mehrerer Teilnehmer zu Kollisionen kommt, wird der Sendeversuch abgebrochen und nach einer Verzögerungszeit mit statistisch variabler Dauer ein erneuter Sendeversuch gestartet. Bei erneuten Sendeversuchen kann es wieder zu Kollisionen kommen, so daß nicht genau bestimmt werden kann, wann eine Nachricht beim Empfänger ankommt.

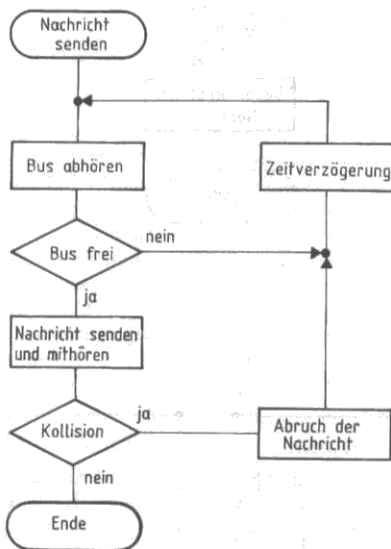


Fig. 10.100
Ablauf der Arbitration beim CSMA/CD-Verfahren

Bitorientierte Arbitration In Fig. 10.101 ist das Flußdiagramm der bitorientierten Arbitration dargestellt. Die Fig. 10.102 und 10.103 zeigen schematisch Sende- und Empfangseinheiten verschiedener Busteilnehmer und das Impulsdigramm der Arbitration. Durch die Busleitung sind die Senderendstufen zu einem „Wired-AND“ verbunden. Alle Busteilnehmer arbeiten

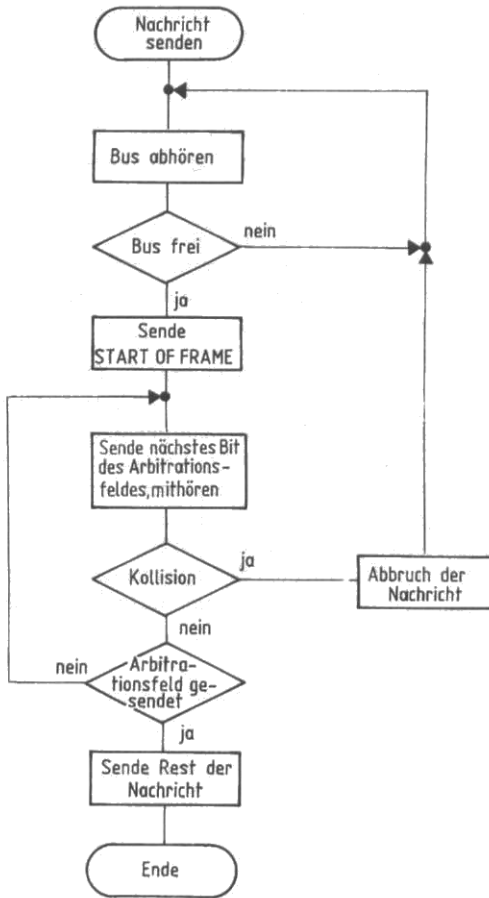


Fig. 10.101 Ablauf der bitorientierten Arbitration

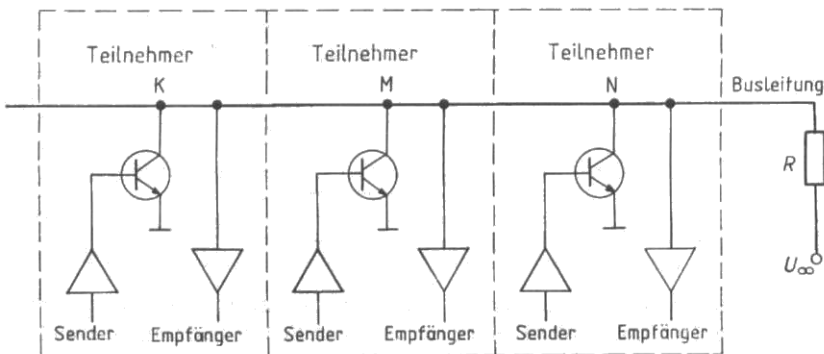


Fig. 10.102 Sende- und Empfangseinheiten der Busteilnehmer

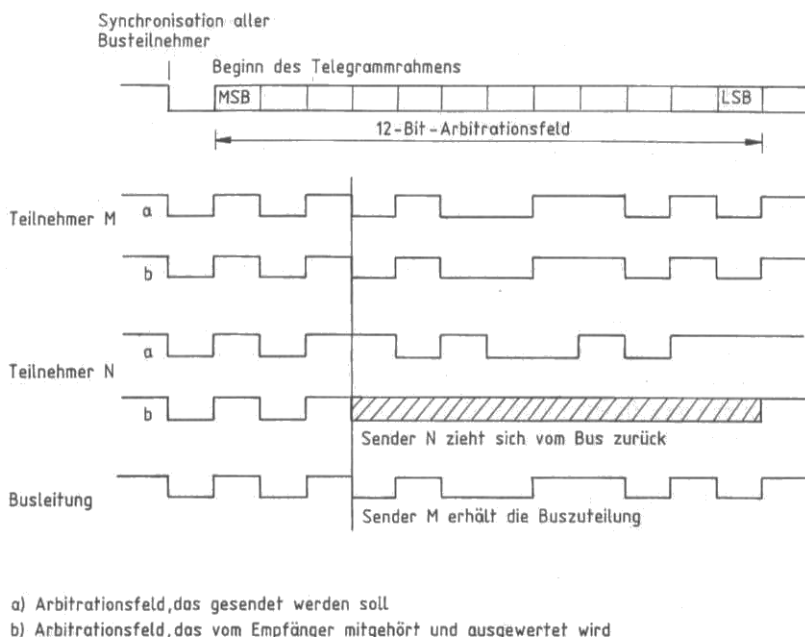


Fig. 10.103 Impulsdiagramm der bitorientierten Arbitration

ten mit der gleichen Taktfrequenz. Sie können sich für die Dauer einer „Sendung“ synchronisieren.

Wird der Bus von mehreren Teilnehmern als frei erkannt, senden alle ihr Startbit (aktiv LOW) und beginnen sich zu synchronisieren. (Die Synchronisationsdauer ist bei verschiedenen Bussystemen unterschiedlich). In der anschließenden Arbitrationsphase sendet jeder Teilnehmer eine sogenannte Kennung oder einen Identifier mit einer definierten Anzahl von Bits auf den Bus und hört seine eigene „Sendung“ mit. Eine Kollision wird in dem Augenblick erkannt, wenn eine gesendete „1“ durch die „0“ eines anderen Teilnehmers dominiert wird. Der Teilnehmer, der die Kollision erkannt hat, schaltet sich sofort ab. Auf diese Weise erhalten Sender mit hoher Priorität sofort ihre Sendeberechtigung. Dabei bedeutet hohe Priorität niedriger Wert der Kennung (höchste Priorität hat der Wert 00H bei 8 Bit Kennung). Länge des Arbitrationsfeldes und Länge des Datenblockes sind bei verschiedenen Bussystemen unterschiedlich.

Adressierte Nachrichtenübertragung Bei bisher üblichen Bussystemen werden Nachrichten an adressierte Empfänger gesendet. Die Nachricht enthält dabei häufig zuerst die Adresse des Empfängers, den Absender und dann die Daten. Wenn die Daten von mehreren Empfängern benötigt werden (z.B. die Temperatur des Motors für die Motorelektronik und das digitale Fahrerinformationssystem), müssen diese entweder mehrfach gesendet oder mit einer besonderen Adressenstruktur für globale Daten übertragen werden. Dies erfordert in jedem Falle Organisations- und Zeitaufwand.

Objektorientierte Nachrichtenübertragung Im Gegensatz zu den oben beschriebenen, adressierten Nachrichtenübertragungen, die man auch als prozedurale Nachrichtenübermittlung bezeichnen kann, werden bei der objektorientierten Nachrichtenübertragung mit Kennungen (Identifiern) versehene Nachrichten (Objekte) über den Bus an alle interessierten Teil-

nehmer gesendet; nach Art des Rundfunks bezeichnet man das auch als „broadcasting“. Jeder Teilnehmer entscheidet für sich, ob die Nachricht für ihn von Bedeutung ist oder nicht.

Verwendet man die bitorientierte Arbitration zusammen mit dieser objektorientierten Nachrichtenübermittlung, dann erhalten automatisch Nachrichten mit hoher Priorität bevorzugte Sendeberechtigung auf dem Bus.

ABUS Der ABUS wurde von der Volkswagen AG für Anwendungen im Automobil entworfen; daher wurde die physikalische Ausdehnung der Busleitung auf 30 m festgelegt. Der ABUS ist ein multimasterfähiger, logischer Eindrahtbus, der elektronische Steuergeräte auf Mikrocomputer-Basis über einen seriellen Feldbus miteinander vernetzt. Der Datenverkehr auf der Busleitung sowie die Fehlerprüfung und Auswertung der gesendeten und empfangenen Informationen werden allein von einer integrierten Schaltung – dem ABUS-IC – abgewickelt, die wie jeder andere Peripheriebaustein an einen Mikroprozessor oder Mikrocontroller angeschlossen wird und entsprechend ihren Aufgaben zu initialisieren ist. Die einzelnen Subsysteme sind über externe Treiber mit offenen Kollektoren an den Bus angeschlossen, damit ist die logische „0“ (0 Volt = LOW) dominant, d.h. der Buszugriff erfolgt mit bitorientierter Arbitration und objektorientierter Nachrichtenübertragung. Fig. 10.104 zeigt den Aufbau eines ABUS-Netzwerkes.

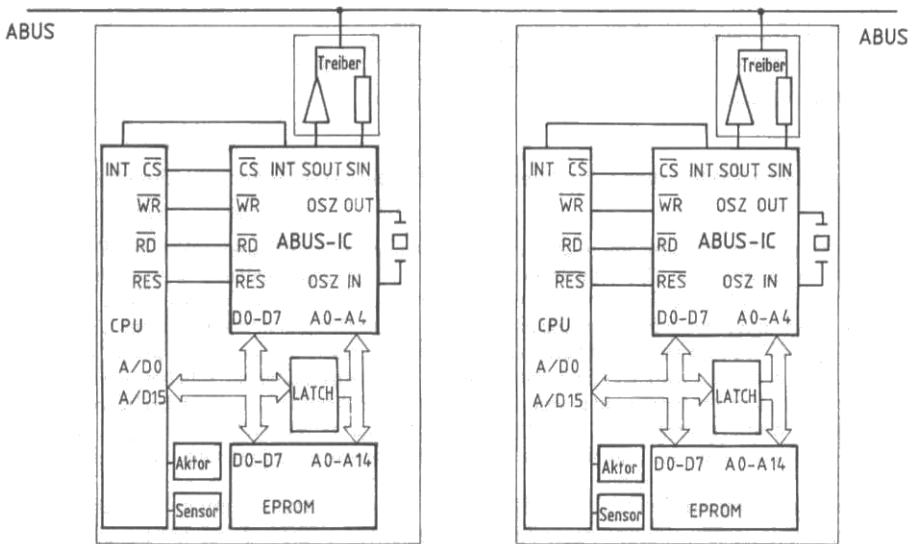


Fig. 10.104 ABUS-Netzwerk

Um die Belastung der Mikrocontroller (μC), die zum Teil zeitkritische Aufgaben zu bewältigen haben, durch die Nachrichtenübertragung zum/vom Bus möglichst gering zu halten, wurde die Schnittstelle vom ABUS-IC zum μC in einer DUAL-PORT-RAM-Struktur aufgebaut. Die interne Steuerlogik des ABUS-IC und der μC greifen also je von einer Seite auf den Inhalt der Speicherzellen (Funktionsregister) im ABUS-IC zu. Die interne Logik verhindert Zugriffsüberschneidungen. Fig. 10.105 gibt eine Übersicht über die interne Struktur des ABUS-IC und die Bedeutung der Register.

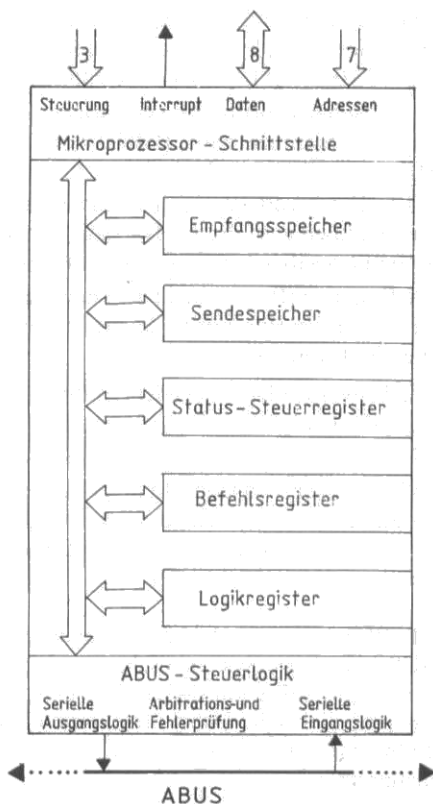


Fig. 10.105
Das ABUS-IC und die Aufgaben der internen Register

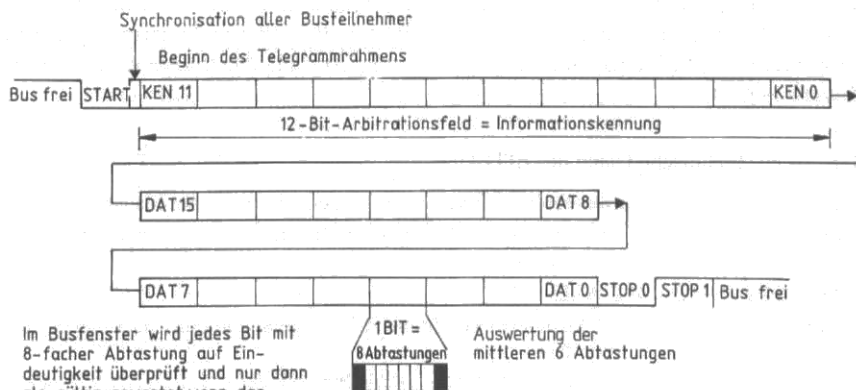


Fig. 10.106 ABUS-Telegramm mit Bit-Abtastung

Jede Nachricht auf dem ABUS setzt sich grundsätzlich aus drei Bytes zusammen und repräsentiert eine physikalische Größe, ein Rechenergebnis – also Daten – oder einen Befehl. Fig. 10.106 zeigt das ABUS-Telegramm.

– Ein Befehlswort ist eine Nachricht, die von allen Empfängern ohne vorherige Initialisierung übernommen wird. Befehlsworte bewirken anwenderdefinierbare Reaktionen in den Mikrocontrollern der Empfänger.

– Ein Datenwort ist eine Nachricht, die nur von entsprechend initialisierten Empfängern übernommen wird. Einem konstant zwei Byte umfassenden Datenteil ist eine Kennung (Byte 0) mit zusätzlichen Steuerbits vorangestellt.

Die Kennung (Byte 0) dient der Daten- und Befehlsidentifikation. Sie ist gleichzeitig ein Kriterium für den Buszugriff, der arbitrationsgesteuert erfolgt. Die Kennung wird anwendungsspezifisch vergeben.

Befehlsworte erhalten bei der Arbitration Vorrang gegenüber Datenworten aufgrund höherer Priorität. Je niedriger die Kennung („0“ hat Vorrang), desto höher ist die Priorität der Nachricht.

Im Busfenster wird jedes Bit mit 8-facher Abtastung auf Eindeutigkeit überprüft und nur dann als gültig gewertet, wenn das Ergebnis „X000000X“ für eine „0“ oder „X111111X“ für eine „1“ vorliegt. Alle anderen Kombinationen erzeugen ein Fehlersignal.

Literatur: Beil (1989); Linder (1988); Telefunken (1990).

BITBUS Als einer der ersten Hersteller führte INTEL einen seriellen Feldbus – den BITBUS – ein. Erste Systembeschreibungen stammen von 1984. Innerhalb verteilter Mikrorechnersysteme sollte mit diesem Bus eine schnelle Kommunikation in einem Mehrrechnersystem möglich sein. Dabei übernimmt ein Rechner die Funktion eines Masters, alle anderen Teilnehmer sind Slaves. In Tab. 10.20 sind die wichtigsten Merkmale des BITBUS zusammengestellt.

Im zentral gesteuerten BITBUS verwaltet ein Bus-Master alle Aktivitäten zur Datenübertragung. Der Zugriff eines anderen Teilnehmers kann nur durch direkte Aufforderung des Masters erfolgen. Ein Nachrichtenaustausch findet in einem deterministischen Aufruf-Antwort-Mechanismus statt. Das Software-Protokoll stellt eine Untermenge der bewährten IBM-SDLC Prozedur (Synchronous Data Link Control) dar und gewährt eine sehr hohe Zuverlässigkeit.

Tab. 10.20 Technische Daten des BITBUS

Kabel	zwei verdrehte Zweidrahtleitungen oder 10-Leiter Flachbandkabel		
Entfernungsbereich	30 m bis 1200 m abhängig von Baudrate und Übertragungsart (synchron/asynchron)		
Schnittstelle	EIA-RS-485		
Baudraten	2,4 MBit/s bei synchroner Übertragung und einer maximalen Leitungslänge von 30 m.		
	375	kBit/s	asynchron 300 m
	62,5	kBit/s	asynchron 1200 m
Busteilnehmer	maximal 28 Busteilnehmer je Bussegment, durch Repeater auf maximal 250 Teilnehmer (Adressen 1...250) erweiterbar		
Codierung	NRZI Bit-Codierung bei asynchroner Übertragung		

FLAG	ADDRESS	CONTROL	INFORMATION	FCS	FLAG
1	1..1	N	2	1	Byte

FLAGS dienen zur Eingrenzung des Telegrammrahmens
 ADDRESS 1...250 als Slave-Adressen verwendbar, 0 und 251...255 sind reserviert
 CONTROL Byte zur Kennzeichnung der Übertragungsart
 INFORMATION N Bytes als eigentliche Information
 FCS Frame Check Sequence Field, 16-Bit zyklische Redundanz-Prüfinformation

Fig. 10.107

BITBUS Telegrammrahmen mit variabler Datenfeldlänge

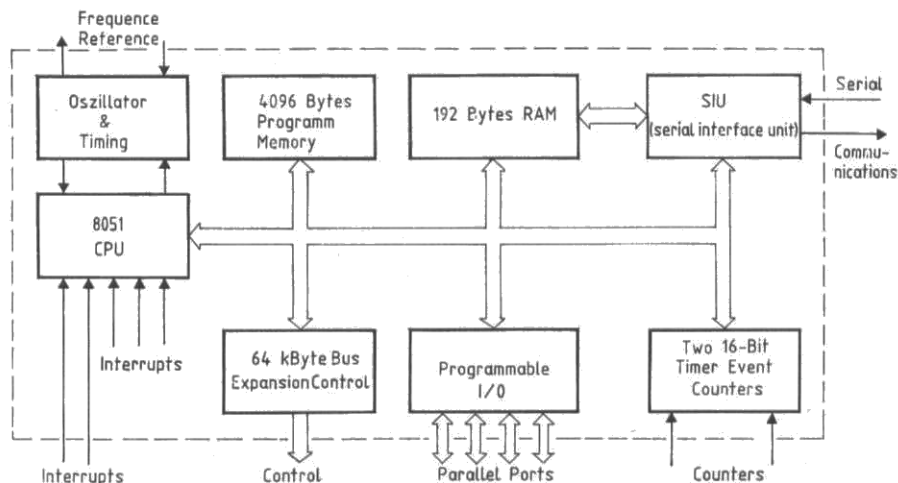


Fig. 10.108 Blockschaltbild des BITBUS Mikrocontrollers 8044

Die Realisierung fast aller BITBUS-Schnittstellen wird mit dem speziellen von INTEL entwickelten Mikrocontroller 8044 bzw. dem CMOS-Nachfolgetypen 80C152 vorgenommen. Fig. 10.108 zeigt das Blockschaltbild des 8044 Mikrocontrollers. Diese Controller enthalten das in einem ROM gespeicherte Echtzeitbetriebssystem iRMX51. Dieses Betriebssystem enthält einen Befehlssatz (Remote Access and Control Command Set), der es dem Master ermöglicht, sich durch einfache Anweisungen jederzeit ein Abbild der I/O-Prozesse an den Slave-Geräten zu verschaffen oder den Slavegeräten neue Ausgangsgrößen zu senden. Dieser Befehlssatz ist von Dritt-Anbietern durch sogenannte User Defined Commands ergänzt worden. Damit konnte besonders im Bereich der analogen Ein-/Ausgabe die Leistungsfähigkeit des BITBUS gesteigert werden.

Die elektrischen Signale auf der Busleitung werden durch den RS-485 Standard realisiert. Durch Einbeziehung einer galvanischen Trennung der Busteilnehmer ist ein sicherer Betrieb auch in einer rauen industriellen Umgebung gewährleistet.

CAN-BUS Der CAN-BUS (CAN = Controller Area Network) ist ein von der Fa. Bosch vorgeschlagenes Multi-Master-Buskonzept für die Automatisierung des Automobils. Von Intel und Valvo sind integrierte Schaltungen für Systemrealisierungen verfügbar.

Als Multi-Master-Bus verwendet CAN für den Buszugriff die beschriebenen Verfahren der bitorientierten Arbitration und der objektorientierten Nachrichtenübertragung. Die Anzahl

der Busteilnehmer ist bei diesem Verfahren (theoretisch) unbegrenzt. Die Begrenzung liegt in der Anzahl der unterscheidbaren Nachrichten, für die bei CAN 11 Bit als Identifier zur Verfügung stehen. Die Nachrichtenlänge ist variabel und kann zwischen 0 und 8 Byte betragen.

Mit den verfügbaren integrierten Schaltungen für den CAN-Protokoll-Controller lassen sich CAN-Bussysteme sehr einfach aufbauen. Unter den existierenden Implementierungen werden zwei Arten unterschieden: „Full CAN“ und „Basic CAN“.

In 10.109 sind die Strukturen von „Full CAN“ und „Basic CAN“ als Blockschaltbild zum Vergleich dargestellt. Beim „Full CAN“-Konzept werden die Nachrichten in einem auf dem IC integrierten Dual-Port-RAM gespeichert. Die Anwendungsebene hat über einen Mikrocontroller direkten Zugriff auf dieses Dual-Port-RAM. Ein Akzeptanzfilter sorgt dafür, daß nur solche Arten von Nachrichten gespeichert werden, deren Identifier in der Tabelle der Kommunikationsobjekte gespeichert wurden.

Beim „Basic CAN“-Konzept werden an Stelle des Dual-Port-RAM ein Sende- (Transmit-) und zwei Empfangs- (Receive-) Register verwendet, die als Wechselpuffer arbeiten. Der Mikrocontroller lädt (Transmit) diese Register bzw. liest (Receive) sie aus. Die Speicherung der Nachrichten erfolgt im Arbeitsspeicher des Mikrocontrollers, der für die eigentliche Anwendung zuständig ist. Ein vereinfachtes Akzeptanzfilter sorgt dafür, daß nur bestimmte Gruppen von Nachrichtenarten (Identifiern) in die Empfangs-Register durchgelassen werden, so daß der Mikrocontroller nicht jede ankommende Nachricht untersuchen muß, ob sie für ihn relevant ist.

Beim „Basic CAN“ und „Full CAN“ handelt es sich um zwei gleichwertige und vollständige Implementierungen des CAN-Protokolls.

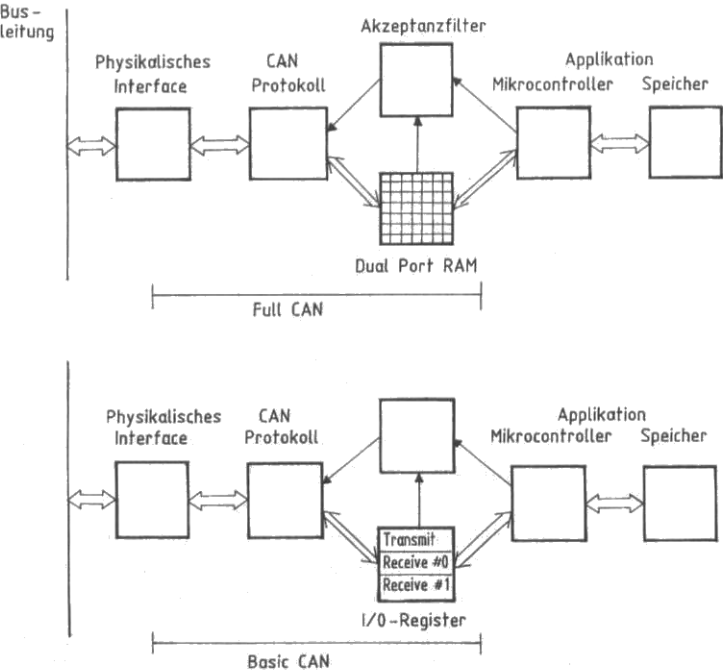


Fig. 10.109
„Full CAN“ und
„Basic CAN“

Der Vorteil von „Full CAN“ liegt darin, daß sich der Mikrocontroller um die Speicherung der Nachricht nicht kümmern muß, d.h. es steht mehr Rechenzeit für die eigentliche Anwendung zur Verfügung. Als nachteilig kann sich die beschränkte Größe des integrierten Dual-Port-RAM auswirken, weil damit natürlich auch nur eine begrenzte Anzahl von Nachrichten gespeichert werden kann.

Beim „Basic CAN“ hat der Mikrocontroller die Aufgabe, für die Speicherung der Nachrichten zu sorgen. Durch geeignete Verwendung des Akzeptanzfilters läßt sich die zusätzliche Belastung jedoch reduzieren. Der Vorteil dieser Lösung liegt in der großen Flexibilität von „Basic CAN“, da die Zahl der Nachrichtenarten nicht durch die Größe eines integrierten Dual-Port-RAMs beschränkt ist.

Alle Teilnehmer an dem Bussystem haben grundsätzlich die gleiche Hardware-Struktur. Der Protokoll-Controller übernimmt die Bearbeitung des Busprotokolls. Über das physikalische Interface wird die Busleitung angeschlossen. Der Knoten-Controller ist üblicherweise ein Mikrocontroller, auf dem auch die eigentliche Applikation läuft. In Fig. 10.110 und 10.111 sind zwei verschiedene „Basic CAN“ Realisierungen dargestellt. Zunächst der CAN-Controller 82C200, der mit einem Mikrocontroller des Typs 80C51 zusammenarbeitet. Weitere höher integrierte Bausteine sind in der Entwicklung, dabei werden der CAN-Controller, der Mikrocontroller und weitere Peripheriefunktionen zu einer integrierten Schaltung zusammengefaßt. So wird z.B. der Baustein 80C592 einen CAN-Controller, eine 80C51 CPU, einen 10-Bit ADU, PWM-Ausgänge und weitere Funktionen enthalten. Damit ist es dann möglich, intelligente Sensoren und Aktoren mit nur einer integrierten Schaltung für Feldbusanwendungen zu realisieren.

Das CAN-Konzept beinhaltet im wesentlichen das Protokoll des Bussystems mit seinen vier verschiedenen Nachrichtenrahmen: Data Frame; Remote Frame; Error Frame; Overload Frame.

Da CAN ein Multi-Master-Konzept ist, können alle Nachrichtenrahmen grundsätzlich von allen Teilnehmern gesendet und auch empfangen werden.

Anwendungsdaten werden mit einem Data Frame übertragen, der in Fig. 10.112 dargestellt ist. Üblicherweise entscheidet jeder Teilnehmer allein, wann er Daten senden will. Es gibt aber auch die Möglichkeit, andere Teilnehmer anzustoßen, damit sie Daten abschicken. Diese Triggerung erfolgt über den Remote Frame.

Mit jedem Data Frame können 0 bis 8 Byte Nutzdaten übertragen werden (s. DATA-Feld), deren genaue Anzahl im Feld CONTROL angegeben ist. Die 11 Bit des IDENTIFIER-Feldes geben einen Identifizierungscode für die Art der Nachricht, um die es sich handelt. Dieses Feld wird auch für die Bus-Arbitration verwendet, so daß der Inhalt des IDENTIFIER-Feldes gleichzeitig die Priorität der Nachricht angibt. Zur Fehlererkennung wird im CRC-Feld (CRC = Cyclic Redundancy Check) ein 15-Bit-CRC übertragen. Von besonderer Bedeutung ist das Feld ACKNOWLEDGE SLOT. Dieses Zeitfenster wird dafür verwendet, daß alle Empfänger, die die Nachricht fehlerfrei empfangen haben, eine Bestätigung geben. Dadurch erfährt der Sender sofort, daß die Nachricht fehlerfrei gesendet wurde.

Die nicht näher erläuterten Felder des Data Frame sind mit festen Bitwerten besetzt.

Der Error Frame dient zur Information der Teilnehmer, wenn ein Fehler erkannt wurde.

Mit dem Overload Frame signalisiert ein Teilnehmer dem/den anderen, daß er sich gerade in einem Überlastzustand befindet. Durch diese Information werden neue Nachrichten verzögert abgesendet, so daß der überlastete Teilnehmer seine Überlast abarbeiten kann.

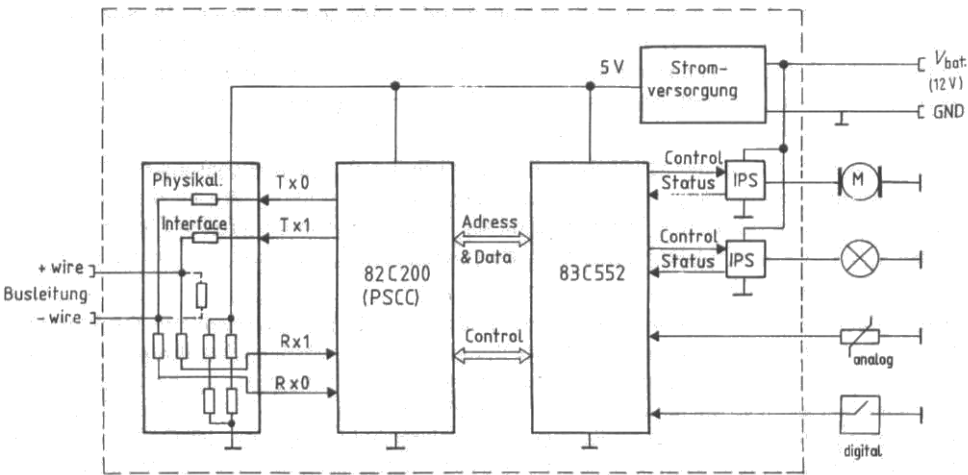


Fig. 10.110 „Basic CAN“ Realisierung mit 82C200

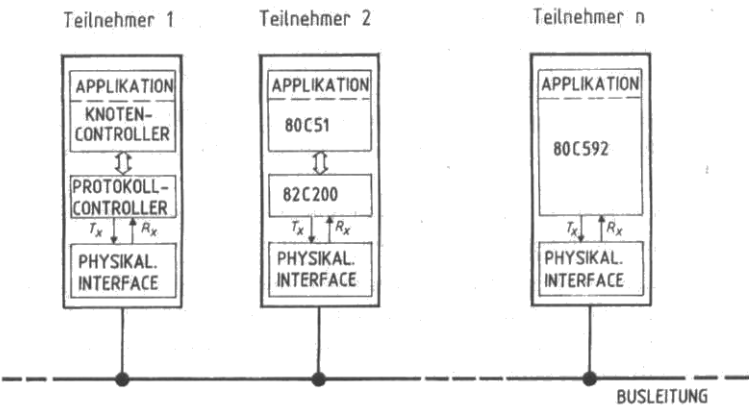


Fig. 10.111 „Basic CAN“ Realisierung mit 80C592

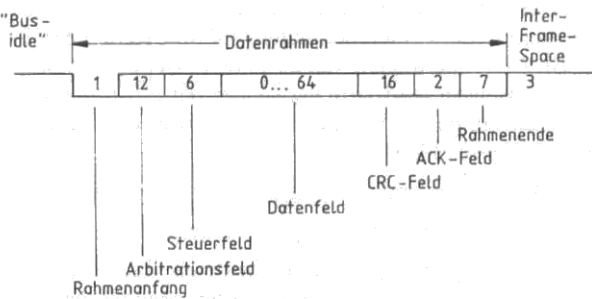


Fig. 10.112 Nachrichtenrahmen „Data Frame“ des CAN-Protokolls

CAN verwendet die objektorientierte Nachrichtenübertragung. Bei CAN ist also nicht die prozedurale Frage entscheidend („von wo nach wohin“ die Nachricht gesendet wird), allein wichtig ist, „daß“ die Nachricht gesendet wird. Die anderen Teilnehmer entscheiden – jeder für sich selbst – ob sie diese Nachricht speichern und auswerten wollen.

Damit jeder Teilnehmer weiß, welche Arten von Nachrichten für ihn relevant sind, d.h., welche er empfangen bzw. senden soll, muß in jedem Teilnehmer eine Tabelle aller seiner zugehörigen Kommunikationsobjekte vorliegen, außerdem die Festlegung, ob es sich um zu sendende oder zu empfangende Daten handelt. Dazu gehört auch das eigentliche Datensegment, in dem der aktuelle Dateninhalt der zugeordneten Nachrichtenart gespeichert wird.

In diesen Speicher schreibt der Teilnehmer die zu sendenden Daten hinein. CAN sorgt dann für die automatische Übertragung. Beim Empfang stellt ein Akzeptanzfilter sicher, daß nur Nachrichten der Art, die in der Tabelle der Kommunikationsobjekte festgelegt sind, übernommen werden. Diese werden dann im Datensegment gespeichert und stehen dem Anwender (der Applikation) zur Auswertung zur Verfügung. Die Gesamtheit der Tabellen aller Teilnehmer ist als systemglobaler, verteilter Speicher zu interpretieren, in den die Anwendung Daten hineinschreibt und zur Verarbeitung wieder ausliest.

Zur Darstellung der Signale auf der Busleitung verwendet CAN das NRZ-Format. Obwohl NRZ nicht selbsttaktend ist, wird bei CAN auf eine zusätzliche Taktleitung verzichtet. Die Protokoll-Controller der einzelnen Teilnehmer arbeiten mit der gleichen Taktfrequenz. Eine Synchronisierung wird durch harte Synchronisation beim START OF FRAME einer Nachricht sowie durch Resynchronisation während der Übertragung erreicht. Die Resynchronisation ist nur möglich, wenn genügend Sendepegelwechsel vorliegen; dazu arbeitet CAN mit Bit-Stuffing. Dabei wird vom Sender beim Vorliegen von fünf gleichen Bit hintereinander ein zusätzliches Bit mit komplementärem Wert ergänzt. Der Empfänger entfernt dieses zusätzliche Bit, bevor die Nachricht ausgewertet wird.

PROFIBUS Die bisher vorgestellten Feldbussysteme (ABUS, BITBUS, CAN) sind Entwicklungen für spezielle Einsatzgebiete. Die industrielle Automatisierungstechnik erfordert herstellerunabhängige Kommunikationssysteme. Erste Arbeiten zur Standardisierung in der Feldebene wurden gemeinsam von den Firmen Bosch, Klöckner-Möller und Siemens geleistet. Unter der Projektleitung des VDI/VDE-Technologiezentrums Berlin wurde daraus das BMFT-Verbundprojekt PROFIBUS, in dem 14 Industriefirmen und 5 Institute zur Umsetzung des Profibus-Konzeptes in einen erprobten Standard zusammenarbeiten. Die bisherigen Ergebnisse wurden in den Normen DIN 19245 Teil 1 (Schicht 1 und 2) und DIN 19245 Teil 2 (Schicht 7) festgelegt.

Für die Übertragungstechnik in der Schicht 1 wurde zunächst nur der RS-485 Standard festgelegt, der sich sowohl in der Fertigungsautomatisierung als auch in weiten Bereichen der Verfahrenstechnik durchgesetzt hat. In der folgenden Tab. 10.21 sind die technischen Daten der PROFIBUS-Schnittstelle zusammengestellt.

In der zweiten Ebene des ISO/OSI-Referenzmodells wurde für den PROFIBUS das Buszugriffsverfahren festgelegt (Fieldbus Data Link = FDL). Um eine möglichst flexible Anpassung an echtzeitbezogene Automatisierungsaufgaben mit Feldgeräten unterschiedlicher Intelligenz zu erreichen, wurde ein sogenanntes „hybrides Buszugriffsverfahren“ realisiert, welches die Vorteile des Token-Passing-Prinzips mit denen des Master/Slave-Prinzips verbindet.

Die garantierte Zuteilung der Buszugriffsberechtigung innerhalb eines definierten Zeitrasters wird in sogenannten „Flying Master“-Systemen durch das Token-Passing-Verfahren erreicht. Dabei muß die Token-Nachricht, ein besonderes Leitungstelegramm zur Übergabe der Sendeberechtigung von einem Master an seinen Nachfolger, in einer parametrierbaren maximalen

Tab. 10.21 Technische Daten des PROFIBUS

Physikalisches Medium:	
Kabel	geschirmte, verdrehte Zweidrahtleitung
Topologie	- abgeschlossene Linie ohne Abzweig - Teilnehmer Stichleitung bis 0,3 m
Entfernungsbereich	0,2 km bis 1,2 km (durch 3 Repeater auf maximal 4,8 km erweiterbar)
Physikalische Schnittstellen Spezifikation:	
Schnittstelle	EIA-RS-485
Spannungsversorgung	wahlweise potentialgebunden oder potentialgetrennt
Baudraten	9,6 kBit/s, 19,2 kBit/s, 90 kBit/s, 187 kBit/s und 500 kBit/s
Busteilnehmer	maximal 32 Busteilnehmer je Busstrang, durch Repeater auf maximal 122 Teilnehmer erweiterbar
Repeater	maximal drei bidirektionale Repeater
Codierung	NRZ Bit-Codierung

Token-Umlaufzeit allen Mastern einmal übergeben werden. Durch die Weitergabe des To-ken wird am PROFIBUS ein logischer Ring realisiert, an dem maximal 32 aktive Teilnehmer beteiligt sein können.

Beim Master/Slave-Verfahren besitzt nur ein Master eine nicht übertragbare Buszugriffsbe-rechtigung. Auf eine adressierte Anfrage des Masters können die Slave-Geräte nur mit einer Antwort-Nachricht reagieren.

In Tab. 10.22 sind die Merkmale der Buszugriffssteuerung zusammengestellt. Fig. 10.113 und 10.114 zeigen die möglichen PROFIBUS-Strukturen.

Zur Abwicklung der Dienste zwischen den Schichten des ISO/OSI-Referenzmodells wurden

Tab. 10.22 Merkmale der Buszugriffs-Steuerung beim PROFIBUS

Adreßumfang	127 Teilnehmer, davon maximal 32 aktiv
Übertragungsverfahren	halbduplex, asynchron, UART-Zeichen nach DIN 66 022/66 203
Nachrichtenprioritäten	zwei Prioritätsstufen (hoch/niedrig)
Redundanzsteuerung	automatische Umschaltung auf zweite Busleitung nach erkanntem Busfehler
Buszugriff	Token-Passing, Master-Slave

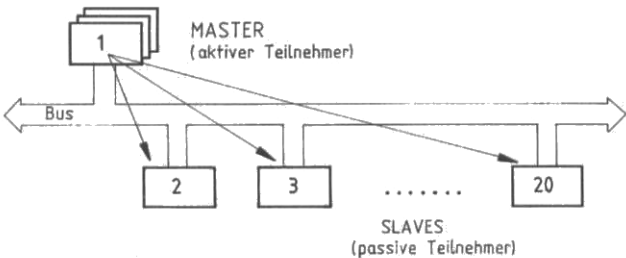


Fig. 10.113 PROFIBUS-Master/Slave-Konfiguration

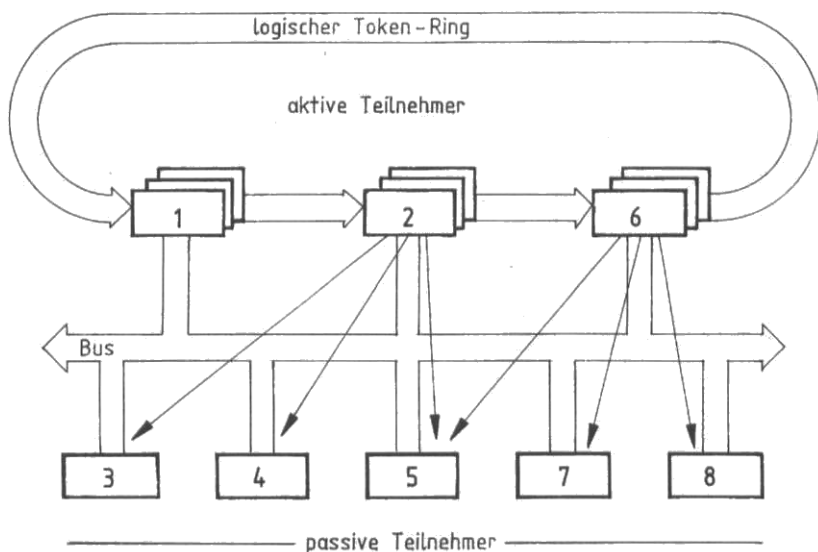


Fig. 10.114 PROFIBUS-Konfiguration eines logischen Ringes mit Token-Passing-Verfahren

SD 3	LE	LEr	SD 2	DA	SA	FC	DATEN	FCS	ED
------	----	-----	------	----	----	----	-------	-----	----

SD1...SD 4	Startbyte, unterscheidet Telegrammformate
LE / LEr	Längenbyte, gibt die Länge des Datenfeldes an
DA	Zieladreßbyte
SA	Quelladreßbyte
FC	Kontrollbyte über Dienste und Priorität
FCS	Prüfbyte
ED	Endebyte

Fig. 10.115 PROFIBUS-Telegrammformat mit variabler Datenfeldlänge

beim PROFIBUS verschiedene Telegrammformate (1 Byte bis 256 Byte Länge) festgelegt. Je nach Anwendungsfall und Busparametrierung (Datenübertragungsgeschwindigkeit, Reaktionszeiten, Teilnehmerzahl, u.a.) läßt sich damit die Kommunikation optimieren. Fig. 10.115 zeigt das Telegrammformat mit variabler Informationsfeldlänge

Literatur: Göddertz (1989); Hoffmann (1988); Katz (1989).

Weiterführende Literatur: Borst (1992); Furrer (1994); Halling (1987); Rose (1993); VDI (1994).

In den folgenden Tabellen sind die Spezifikationen der Feldbusse zusammengefaßt.

Tab. 10.23 Technische Daten von Feldbussystemen für den Sensor/Aktor-Bereich: Physikalische Struktur und Zeitverhalten

	ASI	CAN	INTERBUS-S	LON	SERCOS	SIEMENS L2-DP
Netzwerkform Topologie	Bus Baum	Bus Ring	Ring	frei, Bus, Baum	Ring	Bus
max. Anzahl Teilnehmer (M+S)	31 Slaves 1 Master	128(ISO-DIS) 32(RS 485)	256 Slaves 1 Master	32385 (127 pro Teilnetz)	254	122
max. Leitungslänge (ohne Repeater)	100 m	1000 m	10 m (Periphe- riebus)	bis 2000 m	60 bzw. 250 m pro Segment	1200 m
max. Leitungslänge (mit Repeater)	?	1000 m	12,8 km (Fernbus)	2000 m pro Segment	s.o.	9600 m
max. Teilnehmer- abstand (ohne Repeater)	?	1000 m	400 m Fernbus 1,5 m Periphe- riebus	2000 m	s.o.	1200 m
Busmedium (Leitung)	2-Draht, ungeschirmt	2-Draht, verdreht (+ geschirmt), LWL	5-Draht oder LWL (Fernbus)	2-Draht, verdreht bzw. Funk, IR.	LWL	2-Draht verdreht oder LWL
Schnittstelle	ASI-Interface	ISO-DIS 11898 bzw. RS 485	RS 485 (Fernbus)	Neuron-Chip, RS 485, etc.	ASIC	RS 485
Übertragungsrate	150 kBit/s	20 kBit/s bis 1 MBit/s	500 kBit/s oder 2 MBit/s (?)	78 kBit/s bis 1,25 MBit/s	2 MBit/s bis 4 MBit/s (?)	9,6 kBit/s bis 1,5 MBit/s
Updatezeit (typisch) (z.B. 8 Teilnehmer, 4 Byte Nutzdaten)	ca. 5 ms (bei 31 Slaves)	ca. 2 ms	ca. 2 ms	?	0,5 ms	ca. 2 ms

Quelle: VDI-Berichte 1123, Vernetzung durch industrielle Kommunikation. Tagung in Langen, 5. Mai 1994

Tab. 10.24 Technische Daten von Feldbussystemen für den Systembereich: Protokolleigenschaften und strategische Kriterien

	BITBUS	DIN-MESSBUS	FAIS	FIP	PROFIBUS	P-NET
Netzwerkform Topologie	Bus Baum	Bus	Bus	Bus Baum	Bus	Bus, Ring
max. Anzahl Teilnehmer (M+S)	250	32 (bis 4096)	32	256	127, davon max. 32M	pro Segment: 125 Teilneh- mer, max 32M
max. Leitungslänge (ohne Repeater)	1,2 km	> 0,5km	?	2 km	1,2 km	1,2 km
max. Leitungslänge (mit Repeater)	13,2 km	?	?	?	4,8 km	5 km
max. Teilnehmer- abstand (ohne Repeater)	300 m	?	?	?	200 m	?
Busmedium (Leitung)	2-Draht, verdreht + geschirmt oder LWL	4-Draht, 2x2ver- dreht, + ge- schirmt	Koaxialkabel, LWL	2-Draht, verdreht oder LWL	2-Draht, verdreht + geschirmt oder LWL	2-Draht geschirmt
Schnittstelle	RS 485, HD	RS 485, FD	RS 485, HD	RS 485	RS 485, HD	RS 485
Übertragungsrate	62,5 kBit/s 375 kBit/s 2,4 MBit/s (?)	9,6 kBit/s (bis 1 MBit/s)	5 MBit/s bis 10 MBit/s	31,25 kBit/s 1 MBit/s bzw. 2,5 MBit/s 5 MBit/s (LWL)	9,6 bis 500 kBit/s	76,8 kBit/s
Updatezeit (typisch) (z.B. 8 Teilnehmer, 4 Byte Nutzdaten)	ca. 6 ms	12 ms (1,5 ms pro Teilnehmer bei 1M Bit/s)	?	5 ms	> 10 ms	ca.3 ms (1 Teilnehmer)

Quelle: VDI-Berichte 1123, Vernetzung durch industrielle Kommunikation. Tagung in Langen, 5. Mai 1994

Tab. 10.25 Technische Daten von Feldbussystemen für den Sensor/Aktor-Bereich: Protokolleigenschaften und strategische Kriterien

	ASI	CAN	INTERBUS-S	LON	SERCOS	SIEMENS L2-DP
Teilnehmer-hierarchie	zentral (Single Master)	dezentral, nachrichtenorientiert	zentral (Single Master)	dezentral	zentral (Single Master)	zentral (Single Master)
Zugriffsverfahren	speziell	bitweise Arbitration, CSMA/CR	Zeitraster	CSMA/CD (modifiziert)	Zeitraster, HDLC	Token und Master/Slave
Telegrammlänge	4 Bit	0-8 Byte	10-100 Byte	228 Byte	z.B. 2 Byte	1-64 Byte
ÜT-Sicherheit	HD = 2	HD = 6	HD = 4	HD = 4	?	HD = 4
Normung national	geplant	nein	in Arbeit (DKE)	nein	nein	in Arbeit
Normung international	?	ISO/DIS 11898 und 11519-1	in Arbeit (IECTC 65)	nein	IEC 44148/DIS ENV 41009	nein
Unterstützung durch Firmen und Interessengemeinschaften	ASI-Verein, Sensor/Aktor-Hersteller (ca. 80% v. Markt)	CiA, SAE, Autoindustrie, OSEK, LAV	Fa. Phoenix, Interbus-S-Club, DRIVECOM, ENCOM	Echelon, USA, Gesytec, D, LNO	SERCOS-Verein (VDW, ZVEI), IAM BS	Siemens AG, PNO
Verbreitung	D/international	international	international	v.a. USA	D, ?	D
Verfügbarkeit 3/1994	nein	ja	ja	ja	nein	ja
Kosten pro Anschaltung (Gerät)	< 30 DM geplant	gering (ca. 300 DM)	Master hoch, Slave 400 DM	?	?	Master ca. 1500 DM, ET200 ca. 400 DM
Besonderheiten, Bemerkungen	einfach, preisgünstig, Interface im Sensor bzw. Aktor	einfach, erprobt in rauher Umgebung, Akzeptanz stark steigend	weit verbreitet in D, Akzeptanz in der Automobilindustrie vorhanden	--	v.a. für NC-Applikationen	offen gelegtes Siemens-Prot., wird voraussichtlich Norm (DIN 19 245/3)

Quelle: VDI-Berichte 1123, Vernetzung durch industrielle Kommunikation. Tagung in Langen, 5. Mai 1994

Tab. 10.26 Technische Daten von Feldbussystemen für den Systembereich: Protokolleigenschaften und strategische Kriterien

	BITBUS	DIN MESSBUS	FAIS	FIP	PROFIBUS	P-NET
Teilnehmerhierarchie	zentral (Single Master)	zentral (Single Master)	dezentral	dezentral, nach- richtenorientiert	zentral/dezen- tral	M/S (Multimaster)
Zugriffsverfahren	SDLC/Polling	?	Token- Bus	Bus-Arbriter	Hybrid (Token- Ring/M-S)	virtuelles Token- Passing
Telegrammlänge (Nutzdaten)	1-16 Byte bzw. 250 Byte	1-128 Byte	?	1-128 (256) Byte	1-246 Byte	0-56 Byte
ÜT-Sicherheit	HD = 4	HD = 2	?	HD = 4	HD = 4	HD = 2 bzw.4
Normung national	nein	DIN 66348Teil 2 und 3	nein	UTE 46	DIN 19245 Teil 1 und 2	nein
Normung international	IEEE 1118	nein	ISO 8802/4	TEC + ISO i.V.	nein	nein
Unterstützung durch Firmen und Interessen- gemeinschaften	SPS-Hersteller PC-Hersteller KSGM-Herstel- ler, usw.	MFP Wunstorf, Nutzerorgani- sation, PTB	MITI, IROFA Japan	Nutzerorganisa- tion „Club FIP“, 60 Firmen und Institutionen	Nutzerorganisa- tion, ca. 70 Firmen und Institutionen	Internationale Nutzerorganisa- tion
Verbreitung	international	D	Japan	F, I, B	D	Europa
Verfügbarkeit 3/1994	ja	ja	ja	ja	ja	ja
Kosten pro Anschal- tung (Gerät)	500–1000 DM	gering	?	ca. 500 DM	1000–3000 DM	1000–1500 DM
Besonderheiten, Bemerkungen	einfach, preisgünstig, bewährt	eichfähig durch PTB-Zulassung	nur in Japan verbreitet, eine Art Mini-MAP	schnelle Reak- tionszeiten, gro- ße Distanzen	große Akzep- tanz in D	Vernetzung mehrerer Teil- netze

Quelle: VDI-Berichte 1123, Vernetzung durch industrielle Kommunikation. Tagung in Langen, 5. Mai 1994

10.5.3 Signalverarbeitung mit digitalen Filtern

Auf dem Gebiet der Signalverarbeitung hat es immer enge Beziehungen zwischen der Theorie, der Anwendung und den Möglichkeiten der technologischen Realisierung von Signalverarbeitungssystemen gegeben. Während vor 1970 vorwiegend analoge Techniken auf zeitkontinuierliche Signale angewendet wurden, hat die Entwicklung der Mikroelektronik mit der ständigen Leistungssteigerung der Mikrorechner den Wechsel zur digitalen Signalverarbeitung wesentlich beeinflusst. Heute stehen uns Personal Computer mit hoher Rechenleistung und eine große Anzahl von Programmsystemen mit vielfältigen Möglichkeiten der digitalen Signalverarbeitung zur Verfügung.

Im Rahmen dieses Buches kann weder die Theorie der digitalen Signalverarbeitung vollständig dargestellt werden – dafür steht umfangreiche Fachliteratur zur Verfügung –, noch kann das Ziel darin bestehen, einen Überblick über verfügbare Hard- und Softwareprodukte zu geben, der nach kurzer Zeit weder aktuell noch vollständig wäre.

In diesem Abschnitt sollen einige wichtige theoretische Grundlagen kurz dargestellt werden, damit die darauf beruhenden Algorithmen zur Signalverarbeitung verstanden und unter Umständen auch in ein eigenes Programm umgesetzt werden können.

10.5.3.1 Kurzeinführung in die Laplace- und die z-Transformation

Üblicherweise wird ein Übertragungssystem als Funktionsblock dargestellt, dessen charakteristisches Verhalten im Zeitbereich durch seine Impuls- bzw. Stoßantwort $h(t)$ und im Frequenzbereich durch seine komplexe Übertragungsfunktion $\underline{H}(\omega)$ beschrieben werden kann. Mathematisch mit überschaubarem Aufwand beschreibbar und meßtechnisch erfaßbar sind im allgemeinen jene Übertragungssysteme, die ein lineares und zeitinvariantes Verhalten aufweisen. Ein sehr einfaches Beispiel für ein solches System ist ein Tiefpaß erster Ordnung in Form eines RC-Gliedes mit der Impulsantwort $h(t)$ und seiner Übertragungsfunktion $\underline{H}(\omega)$.

Das Ausgangssignal $s_y(t)$ berechnet sich aus der Faltungsoperation der Impulsantwort $h(t)$ und dem Eingangssignal $s_x(t)$. Die Impulsantwort $h(t)$ und die Übertragungsfunktion $\underline{H}(\omega)$

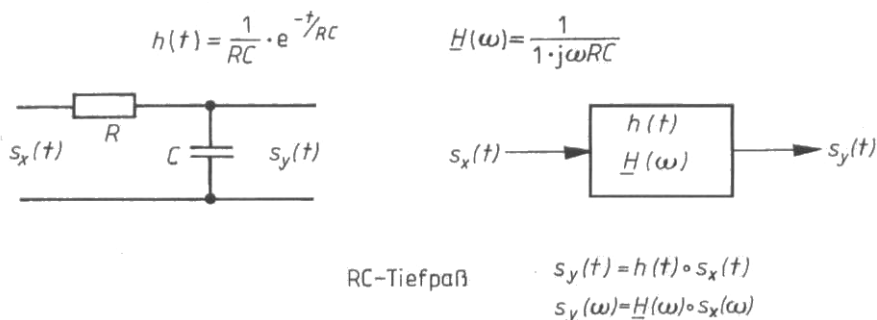


Fig. 10.116 Darstellung eines Übertragungssystems mit seinen Ein- und Ausgangssignalen und seinen Systemfunktionen im Zeit- und Frequenzbereich

sind über die Fouriertransformation miteinander verknüpft:

$$s_y(t) = \int_{-\infty}^t s_x(t') \cdot h(t-t') dt' = s_x(t) \circ h(t) \quad (10.63)$$

o ist der Faltungsoperator

$$\underline{H}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (10.64)$$

Bei der System- und Signalanalyse interessieren fast immer nur Zeitfunktionen von einem Zeitpunkt $t = 0$ an (z.B. dem Einschaltzeitpunkt eines Systems) bis z.B. ein stationärer Zustand erreicht ist. Auch wenn die Anfangsbedingungen des Systems zum Zeitpunkt $t = 0$ ihre Ursache in der Vergangenheit des Systemzustandes haben, werden bei der System- und Signalanalyse mit der Laplace-Transformation nur Zeitfunktionen $f(t)$ betrachtet, deren Funktionswerte für $t < 0$ verschwinden. Zeitfunktionen mit der Eigenschaft

$$f(t) \equiv 0 \quad \text{für} \quad t < 0 \quad (10.65)$$

heißen kausale Zeitfunktionen. Betrachtet man also nur kausale Zeitfunktionen, dann läßt sich folgende Definition der einseitigen Laplace-Transformation geben, bei der die untere Integrationsgrenze bei $t = 0$ beginnt.

Unter der Laplace-Transformierten $L\{f(t)\}$ der Zeitfunktion $f(t)$ versteht man die durch die Funktionaltransformation

$$L\{f(t)\} = F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (10.66)$$

definierte Funktion $F(s)$. Dabei ist $s = \sigma + j\omega$ eine komplexe Variable, durch die Konvergenz für alle praktisch vorkommenden Zeitfunktionen erreicht werden kann.

Mit der Laplace-Transformation und den zahlreichen in der Literatur angegebenen Korrespondenzen zwischen der Originalfunktion im Zeitbereich und der transformierten Bildfunktion in der komplexen s -Ebene läßt sich das Verhalten linearer, zeitinvarianter Systeme berechnen.

Sollen die o.g. Übertragungssysteme durch digitale Rechner (Mikrocontroller, Signalprozessoren) realisiert werden, dann ist eine Transformation erforderlich, mit der die abgetasteten Zeitfunktionen der Signale und die Übertragungsfunktion des kontinuierlichen Systems in den Bereich der diskreten Systeme abgebildet wird. Diese sogenannte z -Transformation ist für die Beschreibung von zeitdiskreten Systemen von großer praktischer Bedeutung.

Durch die periodische Abtastung mit dem Zeitintervall T und die Digitalisierung einer Zeitfunktion $f(t)$ entsteht eine Folge von diskreten Werten f_n ($n = 0, 1, 2, \dots$). Um eine solche Folge f_n mit der Laplace-Transformation, die sich ja auf Funktionen und nicht auf Folgen bezieht, behandeln zu können, wird der Folge f_n eine Treppenfunktion $f_T(t)$ mit stückweise konstanten Funktionswerten zugeordnet (Fig. 10.117).

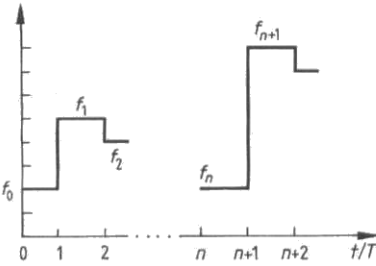


Fig. 10.117
Die einer Folge f_n zugeordnete Treppenfunktion $f_T(t)$

Weil $f_T(t)$ stückweise konstant ist, läßt sich die Laplace-Transformation folgendermaßen durchführen:

$$L\{f_T(t)\} = \sum_{n=0}^{\infty} \int_{nT}^{(n+1)T} e^{-st} f_n dt = \sum_{n=0}^{\infty} f_n \frac{e^{-nTs} - e^{-(n+1)Ts}}{s} \quad (10.67)$$

$$L\{f_T(t)\} = \frac{1 - e^{-Ts}}{T \cdot s} \cdot T \cdot \sum_{n=0}^{\infty} f_n e^{-nTs} = F(s) \quad (10.68)$$

Der vor der Summe stehende Term tritt wegen der stückweise konstanten Funktionswerte der Treppenfunktion auf. Man kann ihn weglassen und erhält dann eine unmittelbar für die zeitdiskreten Funktionswerte an den Abtaststellen gültige Transformation, in der man zusätzlich noch e^{Ts} durch eine neue Variable z substituiert. Dadurch entsteht eine Reihe mit absteigenden Potenzen von z , und die Transformation nimmt die Form an:

$$Z\{f_n\} = \sum_{n=0}^{\infty} f_n z^{-n} = F(z) \quad (10.69)$$

Die z -Transformation führt die Originalfolge f_n in die Bildfunktion $F(z)$ über. Diese Transformation hat folgende wichtige Eigenschaften:

- $F(z)$ ist ein Polynom in z , das durch den vollständigen Wertesatz f_n bestimmt ist.
- $F(z)$ ist in formaler Hinsicht unabhängig vom Abtastintervall T , aber
- der Faktor z^{-n} korrespondiert mit der Zeit nT ; z^{-n} entspricht einer Verzögerung von nT Sekunden, beginnend bei $t = 0$.

Mit der z -Transformation und den zahlreichen in der Literatur angegebenen Korrespondenzen zwischen der Originalfolge f_n im Zeitbereich und der transformierten Bildfunktion in der komplexen z -Ebene läßt sich das Verhalten linearer, zeitinvarianter Systeme mit digitalen Algorithmen berechnen.

Literatur: Doetsch (1985); Kronmüller (1991); Leonhard (1989); Meyer (1982); Oppenheimer (1992); Schröder (1990); Stearns (1979); Weber (1984).

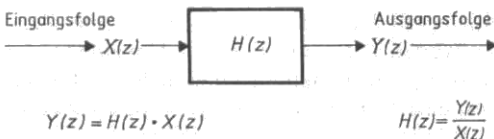


Fig. 10.118
Darstellung eines Übertragungssystems mit seinen Ein- und Ausgangsfolgen und seiner Übertragungsfunktion $H(z)$

10.5.3.2 Digitale Filter

Von den vielen Entwurfsverfahren für digitale Filter sei hier nur die Berechnung der Filterkoeffizienten unter Anwendung der bilinearen z -Transformation genannt. Diese Transformation bildet die linke Hälfte der $j\omega$ -Ebene in den Einheitskreis der komplexen z -Ebene ab, dadurch liefert diese Transformation stabile Systeme.

Die Transformationsbedingung lautet:

$$j\omega = s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (10.70)$$

Nachteilig ist der nichtlineare Zusammenhang zwischen der Frequenzvariablen ω_a des zeitkontinuierlichen Systems und der Frequenzvariablen ω_d des zeitdiskreten Systems, da die gesamte $j\omega$ -Achse auf den Einheitskreis in der z -Ebene abgebildet wird.

Der Zusammenhang zwischen den Frequenzvariablen ω_a und ω_d lautet:

$$\omega_a = \frac{2}{T} \cdot \tan\left(\frac{1}{2} \cdot \omega_d T\right) \quad (10.71)$$

mit T = Abtastintervall (Periodendauer der Abtastfrequenz f_{ab})

Das folgende Beispiel zeigt exemplarisch die Berechnung der Filterkoeffizienten für einen Tiefpaß 1. Ordnung, wie in Fig. 10.116 dargestellt:

Im ersten Schritt des Filterentwurfes wird die Übertragungsfunktion $\underline{H}(s)$ berechnet oder bei bekannten und einfachen Systemen wie hier einfach aufgeschrieben:

$$\underline{H}(s) = \frac{\underline{Y}(s)}{\underline{X}(s)} = \frac{1}{1 + s/\omega_{ag}} \quad (10.72)$$

Im zweiten Schritt des Filterentwurfes wird die Übertragungsfunktion $H(z)$ unter Anwendung der Transformationsvorschrift (Gl. (10.70)) und der Beziehung zwischen den Frequenzvariablen des analogen und digitalen Systems (Gl. (10.71)) aufgestellt.

Mit $1/\omega_{ag} = \cot(\frac{1}{2} \cdot \omega_{dg} T)$ – der Index g bezeichnet die Grenzfrequenz des Tiefpasses – erhält man:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{1 + \frac{z-1}{z+1} \cdot \cot\left(\frac{1}{2} \cdot \omega_{dg} T\right)} \quad (10.73)$$

Die weitere Umformung liefert:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = A \cdot \frac{z+1}{z+B} \quad (10.74)$$

mit $\omega_{dg} = 2\pi f_{dg}$ und

$$A = \frac{1}{1 + \cot(\pi f_{dg} T)}, \quad B = \frac{1 - \cot(\pi f_{dg} T)}{1 + \cot(\pi f_{dg} T)}$$

Im dritten Schritt wird die z -Transformierte so umgeformt, daß sie nur noch negative Exponenten in z enthält und schließlich nach dem Filterausgang $Y(z)$ aufgelöst werden kann:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = A \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 + B \cdot z^{-1}} \quad (10.75)$$

$$Y(z) + B \cdot Y(z)z^{-1} = A \cdot X(z) + A \cdot X(z)z^{-1} \quad (10.76)$$

Nach dem Verschiebungssatz der z -Transformation verzögert der Operator z^{-1} das Signal um eine Abtastperiode T , damit ergibt sich als Endergebnis für den Filteralgorithmus:

$$Y_i = A \cdot X_i + A \cdot X_{i-1} - B \cdot Y_{i-1} \quad (10.77)$$

Die Koeffizienten A und B bestimmen die Eigenschaft des Filters. Da die Koeffizienten das Produkt $f_{dg} T$ enthalten, bleibt die Filtereigenschaft solange unverändert, wie dieses Produkt konstant bleibt. Praktisch bedeutet dies, daß die Grenzfrequenz des Filters f_{dg} mit der Abtastfrequenz verändert werden kann.

Strukturen digitaler Filter Die im vorhergehenden Abschnitt schrittweise abgeleitete Gleichung für einen diskreten Tiefpaß läßt sich durch einen Signallaßgrafen darstellen, der je eine Verzögerungskette für das Eingangs- und Ausgangssignal enthält. Die mit den Filterkoeffizienten multiplizierten Signale werden aufsummiert. In Fig. 10.119 ist ein solcher verallgemeinerter Signallaßgraf dargestellt. Wegen der Rückkopplung des Ausgangssignals wird diese Struktur auch als rekursives digitales Filter bezeichnet (E_i sind dabei die Gewichtungskoeffizienten für das Eingangssignal x_i ; A_i sind die Gewichtungskoeffizienten für das rückgekoppelte Ausgangssignal y_i). Die andere übliche Bezeichnung, 'IIR-Filter' (Infinite Impulse Response) bezieht sich auf die Eigenschaft der Impulsantwort dieses digitalen Filters. Die Filterstruktur kann hinsichtlich der Anzahl der Verzögerungselemente oder der Anzahl der Multiplikatoren optimiert werden; die dann entstehenden Filterstrukturen bezeichnet man als kanonisch bezüglich der optimierten Elemente.

Die allgemeine Gleichung für die Zahlenfolge des digitalen Ausgangssignals lautet:

$$Y_i = E_0 \cdot X_i + E_1 \cdot X_{i-1} + E_2 \cdot X_{i-2} + \dots + E_{n-1} \cdot X_{i-n+1} + E_n \cdot X_{i-n} \\ + A_1 \cdot Y_{i-1} + A_2 \cdot Y_{i-2} + \dots + A_{n-1} \cdot Y_{i-n+1} + A_n \cdot Y_{i-n} \quad (10.78)$$

In Abhängigkeit vom Filtertyp (Hochpaß/Tiefpaß oder Bandfilter/Bandsperre) und vom Grad des Filters können die Koeffizienten positiv, negativ oder auch gleich Null sein. Werden nur die Koeffizienten A_i gleich Null gesetzt, dann wird aus der o.g. rekursiven Struktur, bei der die zeitlich zurückliegenden Ausgangswerte zur Bildung eines neuen Ausgangswertes mit herangezogen werden, eine sogenannte transversale Struktur (siehe Fig. 10.120), bei der nur Eingangswerte und deren Vergangenheit neue Ausgangswerte bestimmen. Da diese Filter eine zeitlich begrenzte Impulsantwort besitzen, werden sie als FIR-Filter (Finite Impulse Response) bezeichnet. Die Koeffizienten lassen sich einfach bestimmen, indem man die Abtastwerte der Impulsantwort oder die Differenz aufeinanderfolgender Abtastwerte der Sprungantwort des zu berechnenden oder zu simulierenden Systems einsetzt.

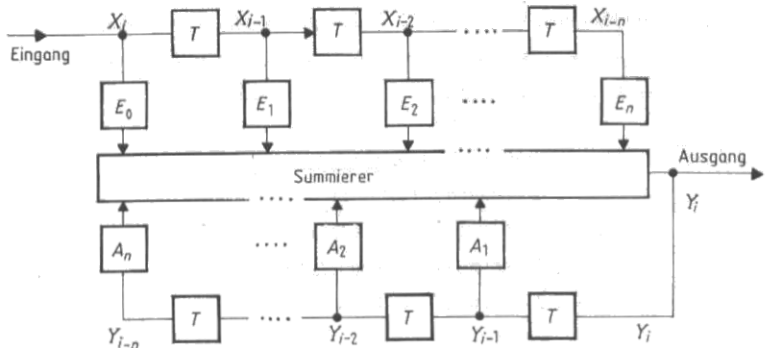


Fig. 10.119 Allgemeine Struktur eines rekursiven digitalen Filters

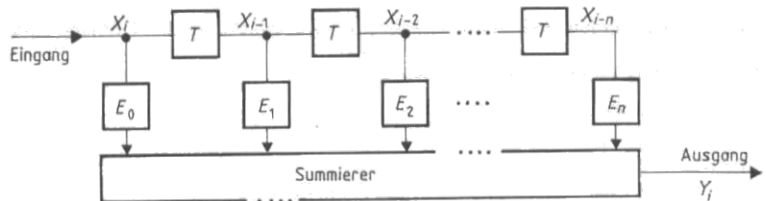


Fig. 10.120 Allgemeine Struktur eines transversalen digitalen Filters

10.5.3.3 Tiefpässe

Im folgenden werden die Filtergleichungen für Tiefpässe 1. und 2. Ordnung zusammengestellt.

Filtergleichung für einen Tiefpaßfilter 1. Ordnung:

$$Y_i = E_0 \cdot X_i + E_1 \cdot X_{i-1} + A_1 \cdot Y_{i-1} \quad (10.79)$$

$$E_0 = E_1 = \frac{1}{1 + \cot(\pi f_d T)} \quad f_d = \text{Grenzfrequenz} \quad (10.80)$$

$$A_1 = -\frac{1 - \cot(\pi f_d T)}{1 + \cot(\pi f_d T)} \quad T = \text{Abtastintervall} \quad (10.81)$$

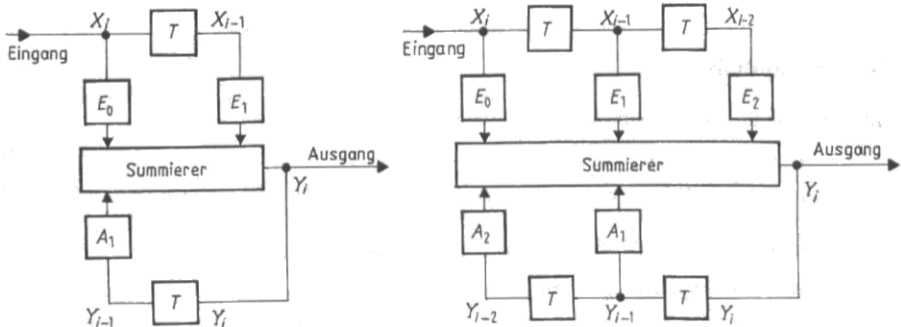


Fig. 10.121 Tiefpaßfilter 1. und 2. Ordnung

Filtergleichung für einen Tiefpaßfilter 2. Ordnung:

$$Y_i = E_0 \cdot X_i + E_1 \cdot X_{i-1} + E_2 \cdot X_{i-2} + A_1 \cdot Y_{i-1} + A_2 \cdot Y_{i-2} \quad (10.82)$$

$$E_1 = 2 \cdot E_0 \quad E_2 = E_0 \quad (10.83)$$

$$E_0 = \frac{1}{1 + \sqrt{2} \cdot \cot(\pi f_d T) + (\cot(\pi f_d T))^2} \quad (10.84)$$

$$A_1 = -\frac{2 \cdot ((\tan(\pi f_d T))^2 - 1)}{1 + \sqrt{2} \cdot \tan(\pi f_d T) + (\tan(\pi f_d T))^2} \quad (10.85)$$

$$A_2 = -\frac{1 - \sqrt{2} \cdot \tan(\pi f_d T) + (\tan(\pi f_d T))^2}{1 + \sqrt{2} \cdot \tan(\pi f_d T) + (\tan(\pi f_d T))^2} \quad (10.86)$$

10.5.3.4 Hochpässe

Im folgenden werden die Filtergleichungen für Hochpässe 1. und 2. Ordnung zusammengestellt.

Filtergleichung für einen Hochpaßfilter 1. Ordnung:

$$Y_i = E_0 \cdot X_i + E_1 \cdot X_{i-1} + A_1 \cdot Y_{i-1} \quad (10.87)$$

$$E_1 = -E_0 \quad (10.88)$$

$$E_0 = \frac{1}{1 + \tan(\pi f_d T)} \quad f_d = \text{Grenzfrequenz} \quad (10.89)$$

$$A_1 = -\frac{\tan(\pi f_d T) - 1}{\tan(\pi f_d T) + 1} \quad T = \text{Abtastintervall} \quad (10.90)$$

Filtergleichung für einen Hochpaßfilter 2. Ordnung:

$$Y_i = E_0 \cdot X_i + E_1 \cdot X_{i-1} + E_2 \cdot X_{i-2} + A_1 \cdot Y_{i-1} + A_2 \cdot Y_{i-2} \quad (10.91)$$

$$E_1 = -2 \cdot E_0 \quad E_2 = E_0 \quad (10.92)$$

$$E_0 = \frac{1}{1 + \sqrt{2} \cdot \tan(\pi f_d T) + (\tan(\pi f_d T))^2} \quad (10.93)$$

$$A_1 = -\frac{2 \cdot ((\tan(\pi f_d T))^2 - 1)}{1 + \sqrt{2} \cdot \tan(\pi f_d T) + (\tan(\pi f_d T))^2} \quad (10.94)$$

$$A_2 = -\frac{1 - \sqrt{2} \cdot \tan(\pi f_d T) + (\tan(\pi f_d T))^2}{1 + \sqrt{2} \cdot \tan(\pi f_d T) + (\tan(\pi f_d T))^2} \quad (10.95)$$

10.5.3.5 Bandpässe

Filtergleichung für einen Bandpaßfilter 1. Ordnung:

$$Y_i = E_0 \cdot X_i + E_2 \cdot X_{i-2} + A_1 \cdot Y_{i-1} + A_2 \cdot Y_{i-2} \quad (10.96)$$

$$E_1 = 0 \quad E_2 = -E_0 \quad (10.97)$$

$$E_0 = \frac{1}{1 + \beta} \quad A_1 = \frac{2\alpha}{1 + \beta} \quad A_2 = \frac{1 - \beta}{1 + \beta} \quad (10.98)$$

$$\text{mit} \quad \alpha = \cos(2\pi f_m T) \quad \beta = \tan(\pi T \cdot (f_o - f_u)) \quad (10.99)$$

f_u = untere Grenzfrequenz des digitalen Filters, f_o = obere Grenzfrequenz des digitalen Filters,
 f_m = Bandmittenfrequenz des digitalen Filters, T = Abtastintervall

Filtergleichung für einen Bandpaßfilter 2. Ordnung:

$$Y_i = E_0 \cdot (X_i + 2 \cdot X_{i-2} + X_{i-4}) + A_1 \cdot Y_{i-1} + A_2 \cdot Y_{i-2} + A_3 \cdot Y_{i-3} + A_4 \cdot Y_{i-4} \quad (10.100)$$

$$E_1 = 0 \quad E_2 = -2E_0 \quad E_3 = 0 \quad E_4 = E_0 \quad (10.101)$$

$$E_0 = \beta^2 \cdot Q \quad (10.102)$$

$$A_1 = (\sqrt{2} \cdot 2\beta\alpha + 4\alpha) \cdot Q \quad A_2 = -(4\alpha^2 + 2 - 2\beta^2) \cdot Q \quad (10.103)$$

$$A_3 = -(\sqrt{2} \cdot 2\beta\alpha - 4\alpha) \cdot Q \quad A_4 = -(\beta^2 + \sqrt{2} \cdot \beta + 1) \cdot Q \quad (10.104)$$

mit
$$Q = \frac{1}{(\beta^2 + \sqrt{2} \cdot \beta + 1)} \quad (\alpha, \beta \text{ siehe oben}) \quad (10.105)$$

Bandsperrfilter

Filtergleichung für einen Bandsperrfilter 1. Ordnung:

$$Y_i = E_0 \cdot X_i + E_1 \cdot X_{i-1} + E_2 \cdot X_{i-2} + A_1 \cdot Y_{i-1} + A_2 \cdot Y_{i-2} \quad (10.106)$$

$$E_2 = E_0 \quad (10.107)$$

$$E_0 = \frac{1}{1 + 1/\beta} \quad E_1 = -\frac{2\alpha\beta}{1 + \beta} \quad (10.108)$$

$$A_1 = \frac{2\alpha\beta}{1 + \beta} \quad A_2 = \frac{\beta - 1}{\beta + 1} \quad (10.109)$$

mit
$$\alpha = \cos(2\pi f_m T) \quad \beta = \cot(\pi T \cdot (f_o - f_u)) \quad (10.110)$$

f_u = untere Grenzfrequenz des digitalen Filters, f_o = obere Grenzfrequenz des digitalen Filters,
 f_m = Bandmittelfrequenz des digitalen Filters, T = Abtastintervall

Filtergleichung für einen Bandsperrfilter 2. Ordnung:

$$Y_i = E_0 \cdot X_i + E_1 \cdot X_{i-1} + E_2 \cdot X_{i-2} + E_3 \cdot X_{i-3} + E_4 \cdot X_{i-4} + A_1 \cdot Y_{i-1} + A_2 \cdot Y_{i-2} + A_3 \cdot Y_{i-3} + A_4 \cdot Y_{i-4} \quad (10.111)$$

$$E_1 = E_3 \quad E_4 = E_0$$

$$E_0 = \beta^2 \cdot Q \quad E_1 = -(4\beta^2\alpha) \cdot Q \quad (10.112)$$

$$E_2 = (2\beta^2 + 4\beta^2\alpha^2) \cdot Q \quad (10.113)$$

$$A_1 = (4\beta^2\alpha + \sqrt{2} \cdot 2\beta\alpha) \cdot Q \quad A_2 = -(2\beta^2 + 4\beta^2\alpha^2 - 2) \cdot Q \quad (10.114)$$

$$A_3 = -(\sqrt{2} \cdot 2\beta\alpha - 4\beta^2\alpha) \cdot Q \quad A_4 = -(\beta^2 + \sqrt{2} \cdot \beta + 1) \cdot Q \quad (10.115)$$

mit
$$Q = \frac{1}{(\beta^2 + \sqrt{2} \cdot \beta + 1)} \quad (\alpha, \beta \text{ siehe oben}) \quad (10.116)$$

Literatur: Hesselmann (1983); Lacroix (1980); Paul (1982); Schwieger (1983).

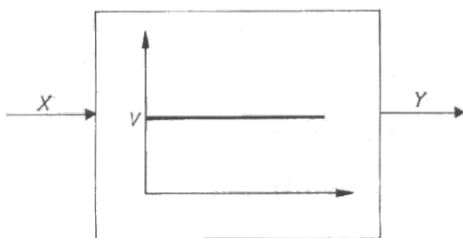
10.5.3.6 Regler

Die in Fig. 10.119 und Fig. 10.120 dargestellten allgemeinen IIR- und FIR-Filter eignen sich auch zur Nachbildung von Reglern und Regelstrecken. Die folgenden Beispiele geben Dimensionierungshinweise für die Umwandlung eines analogen Reglers in einen digitalen Regler.

Die Übertragungsfunktion eines P-Reglers hat folgende Form:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = V \quad (10.117)$$

Sprungantwort

Fig. 10.122
P-Regler

Die Differenzengleichung lautet:

$$Y_i = V \cdot X_i \quad (10.118)$$

Die Übertragungsfunktion eines I-Reglers hat folgende Form

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{T_I s} \quad (10.119)$$

Die Differenzengleichung lautet:

$$Y_i = E_0 \cdot X_i + Y_{i-1} \quad (10.120)$$

Bestimmungsgleichung für den Koeffizienten E_0 :

$$E_0 = T_a / 2T_I \quad (10.121)$$

mit T_a Abtastzeitkonstante, T_I Integrierzeit.

Sprungantwort

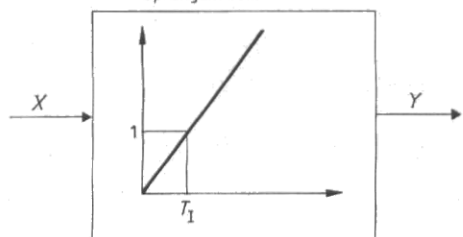


Fig. 10.123 I-Regler

Sprungantwort

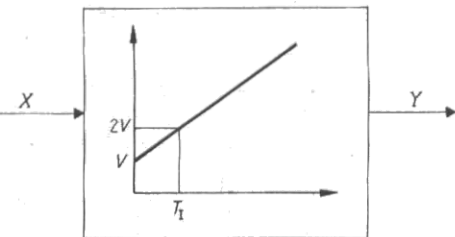


Fig. 10.124 PI-Regler

Die Übertragungsfunktion eines PI-Reglers hat folgende Form:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = V \frac{T_I s + 1}{T_I s} \quad (10.122)$$

Die Differenzengleichung lautet:

$$Y_i = E_0 \cdot X_i + E_1 \cdot X_{i-1} + Y_{i-1} \quad (10.123)$$

Bestimmungsgleichungen für die Koeffizienten E_i :

$$E_0 = V(1 + T_a/2T_i) > 0 \quad (10.124)$$

$$E_1 = -V(1 - T_a/2T_i) < 0 \quad (10.125)$$

mit V Verstärkungsfaktor, T_a Abtastzeitkonstante, T_i Integrierzeit.

Die Übertragungsfunktion eines PID-Reglers hat folgende Form:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = V \frac{(T_i s + 1)(T_D s + 1)}{T_i s} \quad (10.126)$$

Die Differenzengleichung lautet:

$$Y_i = E_0 \cdot X_i + E_1 \cdot X_{i-1} + E_2 \cdot X_{i-2} + A_1 \cdot Y_{i-1} \quad (10.127)$$

Bestimmungsgleichungen für die Koeffizienten E_i :

$$E_0 = V(1 + T_a/2T_i + T_D/T_a) \quad (10.128)$$

$$E_1 = -V(1 + 2T_D/T_a - T_a/2T_i) \quad (10.129)$$

$$E_2 = V T_D/T_a \quad (10.130)$$

$$A_1 = 1 \quad (10.131)$$

mit V Verstärkungsfaktor, T_a Abtastzeitkonstante, T_i Integrierzeit, T_D Verzögerungszeit (Delay.)

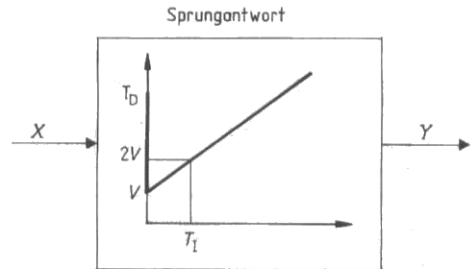


Fig. 10.125
PID-Regler

Literatur: Birk (1983); Hoffmann (1983); Leonhard (1989); Martin (1981).

10.5.3.7 Simulation einer Regelstrecke mit einem Turbo-Pascal-Programm

Das folgende verkürzt wiedergegebene Programm ‚Reglersimulation‘ zeigt, mit welchen Datenstrukturen und Unterprogrammen die Simulation eines Regelkreises durchgeführt werden kann. Die Datenstruktur für die Regelstrecke wurde so gewählt, daß damit auch jedes FIR-Filter berechnet werden kann. Damit stellt dieses Beispiel der Simulation eines Regelkreises nur einen möglichen Anwendungsfall dieser universell verwendbaren Datenstrukturen dar.

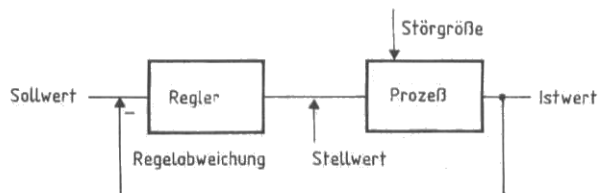


Fig. 10.126
Blockschaltbild einer Regelstrecke

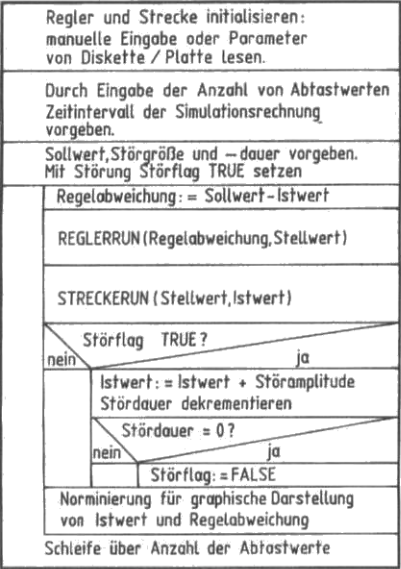


Fig. 10.127
Struktogramm des Simulationsprogramms

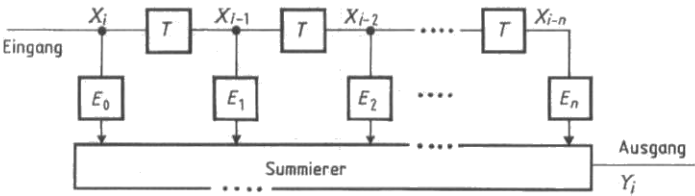


Fig. 10.128
Blockschaltbild der Regelstrecke als FIR-Filter

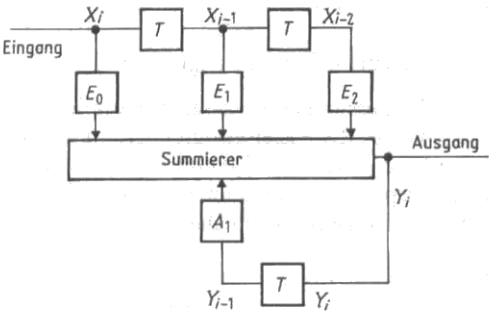


Fig. 10.129
Blockschaltbild des PID-Reglers als IFIR-Filter

Der Regler wird durch einen RECORD mit vier eindimensionalen Datenfeldern nachgebildet. Die maximale Länge der Felder und damit die maximale Anzahl von Reglerparametern wird durch die Konstante rmax festgelegt. Für die Berechnung von Reglern mit weniger Parametern wird die zu berechnende Länge durch die Variablen AnzParE und AnzParA begrenzt.

Die Strecke wird durch einen RECORD mit einem zweidimensionalen Datenfeld nachgebildet. Die maximale Länge der Felder und damit die maximale Anzahl von Reglerparametern wird durch die Konstante smax festgelegt. Für die Berechnung von Strecken mit weniger Parametern wird die zu berechnende Länge durch die Variable AnzParS begrenzt.

```

PROGRAM reglersimulation;

USES
  Crt, Dos, Graph;

CONST
  rmax = 10;           { maximale Anzahl der Reglerparameter }
  smax = 100;          { maximale Anzahl der Streckenparameter }
  xwertmax = 100;      { maximale Anzahl der Zeitinkremente zur
                        Berechnung der Simulation }

TYPE
  reglertyp = RECORD
    AnzParE : Integer;
    AnzParA : Integer;      { Anzahl der Reglerparameter }
    { Koeffizienten der Eingangsbewertung }
    RegParE : ARRAY[1..rmax] OF Real;
    { Koeffizienten der Ausgangsbewertung }
    RegParA : ARRAY[1..rmax] OF Real;
    { Verzögerungskette Eingangssignal xi }
    RegSigE : ARRAY[1..rmax] OF Real;
    { Verzögerungskette Ausgangssignal yi }
    RegSigA : ARRAY[1..rmax] OF Real;
  END;

  streckentyp = RECORD
    AnzParS : Integer;      { Anzahl der Streckenparameter }
    { Koeffizienten der Regelstrecke, Verzögerungskette für das
      Eingangssignal }
    StrPar : ARRAY[1..smax, 1..smax] OF Real;
  END;

VAR
  regler      : reglertyp;      { Regler }
  strecke     : streckentyp;    { Regelstrecke }
  sollwert,
  istwert,
  regelabw,
  stellwert,
  stoeramp    : REAL;
  stoerzeit,
  stoerdauer  : INTEGER;

{ Regelalgorithmus }
PROCEDURE reglerrun(ein:Real;VAR aus:Real);
{ ein = aktueller Eingangswert xi, aus = berechneter Ausgangswert yi }
VAR
  i : Integer;
BEGIN
  WITH regler DO
    BEGIN
      { Verschiebung der Eingangswerte um ein Abtastintervall }
      FOR i := AnzParE DOWNTO 2 DO RegSigE[i] := RegSigE[i - 1];
      { Eintragen des aktuellen Eingangswertes in Position 1 }
      RegSigE[1] := ein;
      { Verschiebung der Ausgangswerte um ein Abtastintervall }
    
```

```

    FOR i := AnzPara DOWNTO 2 DO RegSigA[i] := RegSigA[i - 1];
    { Eintragen des alten Ausgangswertes yi in Position 1 }
    RegSigA[1] := aus;
    aus := 0; { alten Ausgangswert löschen }
    { Berechnung des neuen Ausgangswertes yi }
    FOR i := 1 TO AnzParE DO aus := aus + RegParE[i] * RegSigE[i];
    FOR i := 1 TO AnzPara DO aus := aus + RegParA[i] * RegSigA[i];
END;
END;

{ Streckenalgorithmus }
PROCEDURE streckerun(ein:Real; VAR aus:Real);
VAR
    i : Integer;
BEGIN
    WITH strecke DO
        BEGIN
            { Verschiebung der Eingangswerte um ein Abtastintervall }
            FOR i := AnzParS DOWNTO 2 DO StrPar[i,2] := StrPar[i - 1,2];
            { Eintragen des aktuellen Eingangswertes in Position 1 }
            StrPar[1,2] := ein;
            aus := 0; { alten Ausgangswert löschen }
            { Berechnung des neuen Ausgangswertes yi }
            FOR i := 1 TO AnzParS DO aus := aus + StrPar[i,1] * StrPar[i,2];
        END;
    END;
END;

BEGIN { Hauptprogramm }

{ Programmteile zum Laden von Regler und Steckenparametern nicht
  enthalten }

{ Berechnung der Systemantwort bis zur maximalen Anzahl von
  x-Werten : xwertmax }
    FOR i := 1 TO Round(xwertmax) DO
        BEGIN
            { Regelabweichung berechnen }
            regelabw := sollwert - istwert;
            { Regler-Ausgangswert berechnen }
            reglerrun(regelabw, stellwert);
            { Strecken-Ausgangswert berechnen }
            streckerun(stellwert, istwert);
            { Aufschaltung einer Störgröße stoeramp zum Zeitpunkt-
              störzeit für eine vorgegebene Zeitdauer stördauer }
            IF (i >= stoerzeit) AND (i <= stoerzeit+stoerdauer) THEN
                istwert := istwert + stoeramp;
            END;
        END;
    END;

{ Programmteile zur grafische Darstellung nicht enthalten }

END.

```

Literatur zu 10.5

- Analog Devices (1991): Mixed-Signal Design Seminar. ISBN-0-916550-08-7
- Beil; Pelz (1989): Eine bitserielle Universalschnittstelle nicht nur für Kfz-Anwendungen. *Elektronik*, H. 4
- Benning, O. (1981): Einsatzmöglichkeiten einer Vielstellenmeßanlage in einer experimentellen Spannungsanalyse. *messen + prüfen* 17, H. 4, 214
- Birk, H.; Swik, R. (1983): Mikroprozessoren und Mikrorechner und ihre Anwendung in der Automatisierungstechnik. München, Wien, Oldenbourg Verlag
- Blome, W. (1988): Offen für alle, Was bringt ein hostneutraler Bus? *Elektro Elektronik-Magazin*, H. 6
- Böhme, W. (1983): Entwicklungstrends der Automatisierungstechnik. *Regelungstechnische Praxis*, H. 10, 400
- Boll, G.; Varchmin, J.-U. u.a. (1986): Erwärmungstest an Hubwerkantrieben mit Personal-Computer automatisiert. *Antriebstechnik*, 25, H. 1, 46–50
- Borst, W. (1992): Der Feldbus in der Maschinen und Anlagentechnik. München: Franzis-Verlag
- Boser, B.; Wooley, B.: The Design of Sigma-Delta Modulation Analog-to-Digital Converters. *IEEE J. of Solid-State Circuits* 23, No. 6, December 1989
- Brosch, P. F.; Hackmann; Varchmin (1983): Mikrorechner steuert Dauerprüfstand für elektrische Maschinen Messen und Prüfen, H. 9, 486
- Byrne, M.; McCartney, D. (1992): Kleinste Signale präzise gemessen. *Elektronik*, H. 4
- Cordes, H. (1980): Universal-Schaltssysteme mit IEC-BUS-Steuerung. *Elektronik* 29, H. 14, 77–78
- Doetsch, G. (1985): Anleitung zum praktischen Gebrauch der Laplace-Transformation und der z-Transformation. München, Wien: Oldenbourg Verlag
- Etschberger; Bogotyrow; Fleischer (1989): Buscontrollerbaustein für echtzeitfähige Netze. *Elektronik*, H. 25, 79–83
- Furrer, F.J. (Hrsg.) (1994): Bit-Bus – Grundlagen und Praxis. Heidelberg, Hüthig
- Göddertz, J. (1989): Das PROFIBUS-Konzept. *Elektronik*, H. 16, 71–78
- Hahnenkamp, W. (1980): Einsatz einer rechnerunterstützten Steuerungs- und Meßanlage bei Bauteileuntersuchungen im konstruktiven Ingenieurbau. INTERKAMA-Kurse 09.10.1980, Sonderdruck Essen: Peekel-Instruments
- Halling; Zwoll (1987): Elektronikwissen aktuell, Serielle Busse, Halling (Hrsg.), VDE-Verlag, 205–214
- Hesselmann, N. (1983): Digitale Signalverarbeitung Würzburg: Vogel
- Hoffmann, H. (1988): Das BMFT-Verbundprojekt „Feldbus“. *Automatisierungstechnische Praxis atp*, H. 5, 212–216
- Hoffmann, N. (1983): Digitale Regelung mit Mikroprozessoren. Braunschweig, Wiesbaden: Vieweg
- IBM: GIPB-Adapter 645 1503
- ines: iee 488, über Fa. Datalog, 41061 Mönchengladbach
- INTEL: 82526 Controller Area Network Chip, Architectural Overview
- INTEL (1987): Universal BITBUS Interface, User's Guide: Santa Clara: INTEL Corp.
- Joshi; Iyer (1984): Protocols and Network-Control Chips: A Symbiotic Relationship. *Electronics*, 12. Jan. 1984
- Katz; Biber; Bender (1989): Die PROFIBUS-Anwendungsschicht. *Automatisierungstechnische Praxis atp*, H. 12, 588–597
- Keithley: PC-488 Interface
- Kronmüller (1991): Digitale Signalverarbeitung. Berlin: Springer
- Lacroix, A. (1980): Digitale Filter. München, Wien: Oldenbourg
- Lawrenz, W. (Hrsg.) (1994): CAN. Heidelberg: Hüthig
- Leonhard, W. (1989): Digitale Signalverarbeitung in der Meß- und Regelungstechnik. Stuttgart, Teubner
- Linder; Stamm (1988): ABUS als betriebssicheres Kommunikationsnetz im Kfz. „me“ *Mikroelektronik*, H. 5, 206–208
- Linder; Stamm (1988): Datensicherung und Fehlertoleranz beim ABUS. *VID-Berichte* Nr. 687, 387–399
- Litschel; Unruh; Zimmermann (1988): CAN-Chip übernimmt Datenaustausch im Kfz. *Bosch Elektronik Information* Nr. 3, 46–55
- Lüke, H.D. (1975): Signalübertragung. Berlin: Springer
- Martin, W.; Klotz, U. (1981): Mikrocomputer in der Prozeßdatenverarbeitung. München, Wien: Hanser
- Metabyte: Interface Model IE-488, über Fa. Keithley, 80000 München

- Meyer, G. (1982): Digitale Signalverarbeitung. Berlin: VEB-Verglag Technik,
- Mölle, S. (1994): Sigma-Delta mit 20 Bit. Design & Electronic, H. 6
- Oppenheim; Schafer (1992): Zeiddiskrete Signalverarbeitung. München, Wien: Oldenbourg
- Paul, M. (1982): Digitale Meßwertverarbeitung. Berlin, Offenbach: VDE-Verglag
- Philips: 82C200 Philips Stand-alone-CAN-Controller
- Piotrowski, A. (1982): IEC-BUS, Die Funktionsweise des IEC-BUS und seine Anwendung in Geräten und Systemen. München: Franzis
- Reichel, H. (1983): Personal-Computer im Industrieinsatz. Der Elektroniker, H. 9, 20
- Rose, M. (1993): Prozeßautomatisierung mit DIN-Meßbus und Interbus-S. Heidelberg: Hüthig
- Schrüfer, E. (1992): Elektrische Meßtechnik. München, Wien: Hanser
- Schrüfer, E. (1990): Signalverarbeitung – Numerische Verarbeitung digitaler Signale. München, Wien: Hanser
- Schumny, H. (Hrsg.) (1993): Meßtechnik mit dem Personal Computer. Berlin: Springer
- Schwieger, E. (1983): Digitale Butterworthfilter. Oldenbourg, München, Wien: Oldenbourg
- Stadler, E. (1976): Modulationsverfahren. Würzburg: Vogel
- Stearns, S.D. (1979): Digitale Verarbeitung analoger Signale. München, Wien: Oldenbourg
- Telefunken electronic: U 5000 M, ABUS-IC. Datenblatt, Jan. 1990/1
- Tietze, U.; Schenk, Ch. (1993): Halbleiterschaltungstechnik. Berlin: Springer
- Urbach, W. (1983): Einflüsse der Mikroelektronik auf die Meß- und Automatisierungstechnik. Regelungstechnische Praxis, H. 10, 397
- Varchmin, J.-U.; Brosch, P.F. (1983): Preisgünstige Lösung gesucht: Rechner steuert Prüfplatz für elektrische Maschinen. Markt und Technik, Nr. 41, Okt. 1983, 112
- VDI Bericht 1123: Vernetzung durch industrielle Kommunikation. Tagung in Langen am 5. Mai 1994
- Weber, H. (1984): Laplace Transformation. Stuttgart: Teubner

10.6 Prozeßdatenverarbeitung (H. Schumny)

10.6.1 Grundlagen

Unter einem Prozeß verstehen wir „Umformung und/oder Transport von Materie, Energie und/oder Information“ (DIN 66 201). Ein technischer Prozeß ist hiernach „ein Prozeß, dessen Zustandsgrößen mit technischen Mitteln gemessen, gesteuert und/oder geregelt werden können“. Davon zu unterscheiden ist der Prozeßbegriff der Informatik, der funktionelle Programnteile (auch: Tasks) beschreibt (Giloj (1981)). Im folgenden wird für Prozeßdatenverarbeitung (PDV) die Definition nach DIN 66 201 verwendet.

Information über den Zustand von Prozessen wird mit Hilfe von Sensoren gewonnen. Die Abfrage kann zyklisch oder ereignisbezogen geschehen (vgl. 10.6.1.2). Sind die am Prozeßort gewonnenen Informationen im wesentlichen zur Verarbeitung bestimmt, nennt man sie Daten (DIN 44 300). Die Daten (Meßwerte) liegen häufig in analoger Form vor (z.B. Temperaturverlauf, Druck, Spannung), seltener sind sie digital (z.B. Schalterstellung, Grenzwertmeldung, Zählerstand). Trotzdem wird PDV nahezu ausschließlich digital ausgeführt. Demzufolge sind Datenwandler (s. 10.5.1) vorzusehen. Die einzelnen Komponenten eines PDV-Systems werden an definierten Schnittstellen (s. 10.6.2) verknüpft. Die Steuerung des Systems und die Verarbeitung der Daten sind Aufgaben des Prozessors, der in geeigneter Weise zu programmieren ist (s. 10.6.3). Ein Prozeßrechner (PDV-System, Fig. 10.130) muß darüber hinaus Speicher für Programme und Daten besitzen.

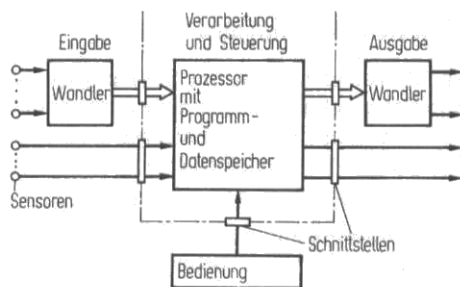


Fig. 10.130
PDV-System, schematisch

10.6.1.1 Verfahren

Es lassen sich drei Verfahren zur Lösung von PDV-Aufgaben abgrenzen. Dazu wird die Komplexität der Verarbeitung (Anzahl der Operationen) in Abhängigkeit von der Bandbreite der Meßsignale verwendet (Fig. 10.131 mit Zuordnung von typischen Anwendungsbereichen).

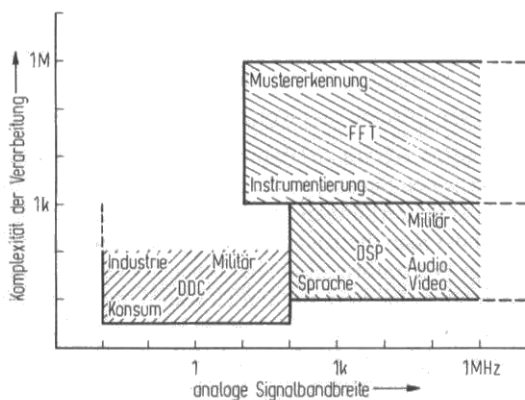


Fig. 10.131
Anwendungsbereiche für die drei Grundverfahren digitaler PDV (nach Cushman (1991)).
DDC: Direct Digital Control
DSP: Digital Signal Processing
FFT: Fast Fourier Transformation

Direkte Rechnerregelung (DDC, Direct Digital Control) bedeutet, daß analoge Prozesse in Realzeit mit einem Digitalprozessor gesteuert werden (Ersatz analoger Regeleinrichtungen durch Digitalrechner). Die Anwendungen reichen von einfachen Schrittschaltungen bis zu komplexen Bewegungsabläufen mit etwa 100 Reaktionen pro Sekunde. Die Komplexität ist relativ niedrig. Der verwendete Rechner muß also beispielsweise innerhalb von 10 ms 50 Multiplikationen ausführen können (Standard-Mikroprozessoren).

Digitale Signalverarbeitung (DSP, Digital Signal Processing) bezeichnet Verfahren, bei denen Schalter, Filter und Verstärker durch Digitalrechner ersetzt werden. Anwendungen liegen z.B. in der Telekommunikation mit digitaler Sprach- und Bildverarbeitung sowie im Ultraschallbereich (für Sprache 16- oder 32-Bit-Prozessoren, höherfrequente Signale mit Signal- oder Arrayprozessoren).

Schnelle Fourier-Transformation (FFT, Fast Fourier Transformation) ist für mittlere und hohe Signalfolgen bei großer bis sehr großer Komplexität der Verarbeitung geeignet. Neben der „klassischen“ Frequenzanalyse werden mit diesem Verfahren Filterungen und Mustererkennungen (pattern recognitions) ausgeführt (Spezialprozessoren).

10.6.1.2 Grundaufgaben

Am Prozeßort werden mit Sensoren Zustände oder Meßgrößen ermittelt und ggf. einem Wandler zugeführt; über serielle oder parallele Verbindungen (Schnittstellen) gelangen diese Informationen zum Prozeßrechner (Fig. 10.130). Zur Beschreibung der Grundaufgaben werden zwei Informationsformen abgegrenzt.

- Binärinformation, d.h. einzelne Bits stellen z.B. Schalterstellungen oder Grenzwerte dar;
- Wortinformation, d.h. Meßwerte sind mit Hilfe von Datenwandlern als Binärwort dargestellt; die „Wortbreite“ beträgt häufig 12 bis 16 bit.

Datenwandler (s. Abschn. 10.5.1) gehören nur bei echten Prozeßrechnern zur Normalausstattung. Personalcomputer (PC) z.B. müssen geeignet nachgerüstet werden; sie halten dafür frei zugängliche Steckplätze (slots) bereit, in die verschiedene Ergänzungsplatinen eingesteckt werden können.

Die Ein- und Ausgabevorgänge des Prozeßrechners werden in Abschn. 10.6.1.5 im Zusammenhang behandelt. Sie lassen sich auf folgende Konzepte anwenden:

- Zentrale Initiative, d.h. der Prozessor fordert die periphere Komponente auf, Daten zu übernehmen oder zu senden;
- Periphere Initiative, d.h. die periphere Komponente meldet, daß sie Daten übernehmen oder zur Verfügung stellen möchte.

Mit diesen Formen und Konzepten stellen sich die PDV-Grundaufgaben wie folgt dar.

Zyklische Abfrage (Polling). Hierbei wird im festgelegten Zeitraster der Zustand aller angeschlossenen Sensoren oder Meßgeräte abgefragt, die – je nach Typ – Binär- oder Wortinformation abgeben können. Weil Wortinformationen häufig aus analogen Meßwerten entstehen, bezeichnet man die zugeordneten Rechnerschnittstellen auch als Analogeingänge. Nicht selten liegt Wortinformation aber binär vor (Binärzähler). Das erfordert parallele Binärschnittstellen oder eine Serien-Parallel-Wandlung. Die Abfrage kann zentral oder peripher initiiert stattfinden. Typische Zykluszeiten bei umfangreichen Prozessen sind für Analogeingänge 1, 5, 20 oder 60 s; für Binäreingänge 20 ms.

Direkter Speicherzugriff (DMA, Direct Memory Access). Ein-/Ausgabeverfahren wie das Polling werden durch Software (Programme) realisiert; das kostet oft viel Zeit. Für zeitkritische Anwendungen steht eine Zugriffsart zur Verfügung, die „in Hardware“ realisiert ist: Auf Anforderung (periphere Initiative) können Daten direkt, d.h. ohne den Zentralprozessor zu benutzen, und mit höchster Geschwindigkeit (mehrere Millionen Bytes pro Sekunde) in den Arbeitsspeicher geladen werden (1 byte = 8 bit).

Alarmverarbeitung (Interrupt Handling). In vielen Fällen treten Veränderungen spontan auf und fordern unmittelbare Reaktionen (Realzeitverarbeitung, auch Echtzeitverarbeitung oder engl. real-time processing). Dafür besitzen Prozeßrechner eine Unterbrechungssteuerung. Eingehende Meldungen (auch Alarm- oder Interrupt-Anforderung bzw. Service Request (SRQ) genannt) veranlassen den Prozessor, die gerade laufende zeitunkritische Verarbeitung definiert zu unterbrechen, den „Melder“ zu bedienen (interrupt service) und danach exakt in das unterbrochene Programm zurückzukehren. Bei Mehrfachereignissen der beschriebenen Art muß mit Prioritätssteuerung für definierten Ablauf gesorgt werden.

Ein Verfahren zur Erkennung von Alarmen heißt Daisy Chaining. Das zugrunde liegende Prinzip heißt Prioritätskette (daisy chain, Fig. 10.132). Es ist dabei jedem „Kettenglied“ eine eindeutige Priorität zugeordnet, wobei das dem Zuteiler (arbiter) am nächsten liegende Glied

die höchste Priorität hat. Das Zuteilungssignal läuft so lange durch die Kette, bis es an der Stelle des anliegenden Interrupts das UND-Gatter schaltet und somit über die „Wired-OR“-Leitung die zugehörige Glied-Adresse an den Prozessor leitet.

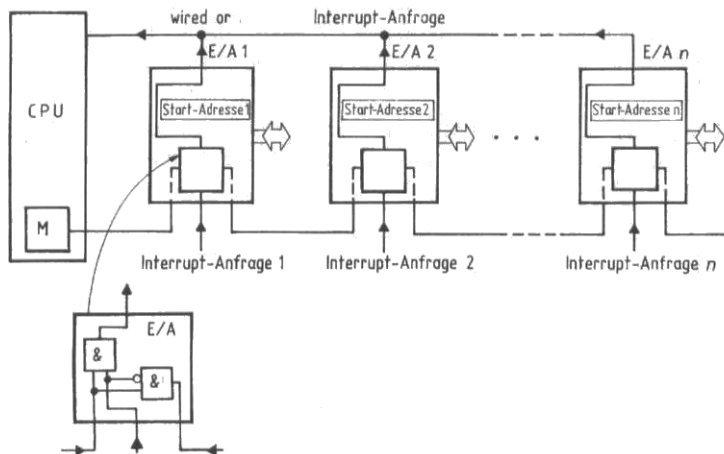


Fig. 10.132
Prinzip des Daisy Chaining

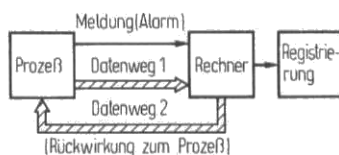
Interaktives Arbeiten. Bestimmte Aufgaben können eine Betriebsart erfordern, die manuelle Bedienung oder Beeinflussung unnötig macht oder verbietet. Häufig sind aber Anfragen oder Korrekturen notwendig; es muß dann ein „Dialog“ mit dem Rechner möglich sein, was „interaktives Arbeiten“ genannt wird. Dies verlangt nach geeigneter Software (vgl. Abschn. 10.6.3) und angemessenen Geräten (Hardware), z.B.

- Bildschirmterminal und Schreibmaschine zur Ein- und Ausgabe alphanumerischer Information;
- Maus zum Aktivieren vordefinierter Funktionen;
- berührungsempfindlicher Bildschirm (touch screen) zum Aufrufen ausgewählter Prozeduren (ähnlich wie mit der Maus);
- Graphik-Bildschirm zum Anzeigen von Zuständen, Trends oder errechneten Ergebnissen in graphischer Form;
- Digitalisiereinrichtungen zum Eingeben graphischer Information.

10.6.1.3 Typische Anwendungen

Je nach Anforderung und Verwendung kann der allgemeine Wirkungsablauf im PDV-System (Fig. 10.133) unterschiedlich organisiert sein.

Fig. 10.133
Prinzip der Verbindung von Prozeß und Rechner.
Datenerfassung: nur Datenweg 1,
Steuerung: nur Datenweg 2 oder beide ungekoppelt (open-loop),
Regelung: beide Wege verkoppelt (closed-loop), d.h. Rückführung (feedback) zum Prozeß vorhanden



Überwachung. Dabei werden nur Zustände beobachtet und verabredete Bedingungen sichtbar gemacht (Datenweg 2 in Fig. 10.133 entfällt). Beispielsweise lassen sich Trends oder Grenzwertüberschreitungen akustisch oder optisch anzeigen.

Meßwernerfassung. Zusätzlich zur Überwachung können alle Zustände und Meßwerte abgespeichert werden (Betriebsdatenerfassung, BDE). Protokolle und Zustände werden auf Bildschirmen oder Druckern sichtbar. Farbsichtgeräte zeigen Anlagenkreisläufe oder Ergebnisdiagramme in graphischer Form.

Steuerung ist durch den offenen Wirkungsablauf (open-loop) gekennzeichnet. Nach Maßgabe eines Anwenderprogramms ist so z.B. eine Schrittschaltung oder eine Vielfachpositionierung realisierbar (Fig. 10.134).

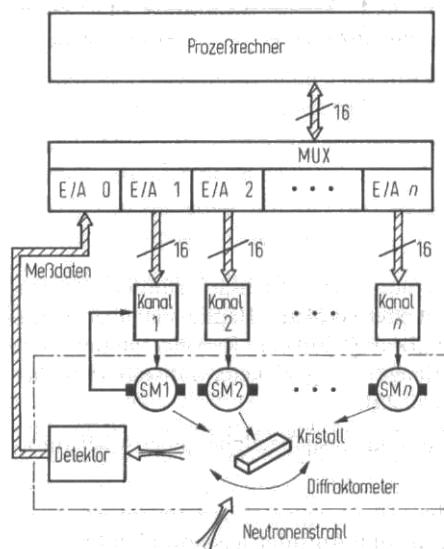


Fig. 10.134

Beispiel für ein Experiment aus der Neutronenphysik mit Schrittmotorsteuerungen und Meßwernerfassung.
SM Schrittmotor, E/A Ein-/Ausgabe, MUX Multiplexer

Regelung eines Prozesses ist durch den geschlossenen Kreis gekennzeichnet (mit Datenweg 2 in Fig. 10.133). Soll- und Istwertvergleich ergeben Korrektionsgrößen zur Beeinflussung des Prozesses. In der Praxis ist die eindeutige Trennung in Steuerung und Regelung nicht immer möglich.

Bei der Automatisierung physikalischer Experimente sind in der Regel neben der Ausführung von Realzeitaufgaben und interaktiven Prozeduren auch langlaufende Verarbeitungsaufgaben (Auswertungen) zu bewältigen. Für die Laborautomatisierung kann mithin folgende Aufgabenklassifizierung angegeben werden (Fig. 10.135):

- Realzeitaufgaben in der „Echtzeit- oder Sensor-orientierten Ebene“ mit Reaktionszeiten im Milli- bis Mikrosekundenbereich. Hierzu gehören Meßwernerfassung und unmittelbare Gerätekontrolle. Bei der Programmierung ist die Assemblersprache dominierend (vgl. Abschn. 10.6.3.1).
- Interaktive Verarbeitung in der „Dialog-orientierten Ebene“ mit Antwortzeiten, die dem menschlichen Reaktionsvermögen angepaßt sind. Zur Programmierung wird z.B. BASIC verwendet.

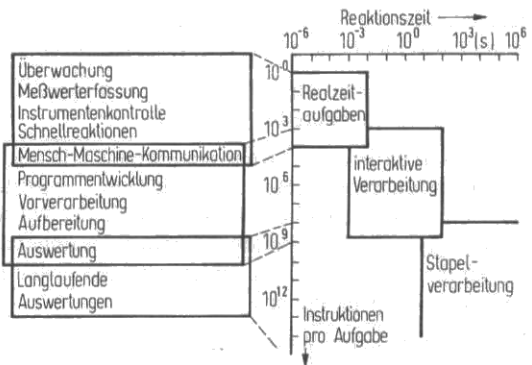


Fig. 10.135
Aufgabenklassifizierung für Laborautomatisierung (nach Hultzsich (1981))

– Stapelverarbeitung in der „Auswertungsebene“. Die Reaktionszeiten entsprechen hier der Laufzeit der Auswerteprogramme. Oft verwendet wird die Programmiersprache FORTRAN.

10.6.1.4 Codierung und Datensicherung

Codierung ist nur für Wortinformation sinnvoll. Das gilt ebenfalls für Datensicherung, worunter wir Maßnahmen verstehen, die die Redundanz bei der Darstellung (Codierung), Übertragung und Abspeicherung der Meßwerte nutzen. Einzelne Binärsignale (Ja-Nein-Entscheidungen) müssen am Sensor direkt oder an der Binärschnittstelle des Rechners geschützt werden. Wichtige Codierungsverfahren sind nachfolgend angegeben (umfassendere Darstellung z.B. in Schumny (1989)).

Quellcodierung. Damit bezeichnet man die binäre Darstellung von Meßwerten, die unmittelbar über einen Datenwandler in den Rechner gelangen. Verwendet werden gleichmäßige Codes. Das sind solche, bei denen jedes Codewort die gleiche Länge b hat. Dann lassen sich $N = 2^b$ verschiedene Meßwerte codieren. Entspricht jedem der N Codeworte ein Quellsymbol (Meßwert oder Begleitinformation), nennt man den Code nichtredundant.

BCD-Code (Binary Coded Decimals) ist dann sinnvoll, wenn nur numerische Daten zu verarbeiten sind. Dabei wird jede Dezimalziffer binär als Vierbitwort dargestellt. Mit vier Bits existieren aber $2^4 = 16$ Codierungsmöglichkeiten (der Code ist redundant), die z.B. genutzt werden können, um Vorzeichen, Dezimalpunkt usw. darzustellen.

ASCII-Code (American Standard Code for Information Interchange). Dabei handelt es sich um einen 7-Bit-Code (DIN 66 003), der für Datenübertragung, Speicherung und Verarbeitung mit Prozeßrechnern von großer Bedeutung ist. Die $2^7 = 128$ Möglichkeiten sind voll definiert (Tab. 10.37 am Ende des Kapitels 10); der ASCII-Code ist mithin nichtredundant. Erst die Verwendung von 8 Bits (parallel oder seriell) stellt eine Redundanz von 1 bit/Wort zur Verfügung (kann als Paritätsbit genutzt werden, s. Schumny u. Ohl (1994)).

Fehlererkennung. Der Hamming-Abstand d zwischen zwei Codeworten ist gleich der Anzahl der Bitpositionen, in denen sich einzelne Worte unterscheiden. Die Hamming-Distanz D (in der technischen Literatur auch HD) eines Codes ist das Minimum der Abstände d aller definierten Codeworte. Werden alle Kombinationsmöglichkeiten genutzt (nichtredundanter Code), unterscheiden sich die Codeworte in mindestens einer Position, d.h. es ist $D = 1$. Ein einfacher Fehler führt auf $d = 1$ zwischen gesendetem und empfangenem Wort, d.h. beim

nichtredundanten Code entsteht durch einen Einbitfehler ein erlaubtes Codewort. Solche Fehler sind also nicht erkennbar (Peterson (1967)).

Allgemein: Die Hamming-Distanz $D = n$ eines Codes gibt an, daß Fehler der Klasse n (n -Bit-Fehler) nicht erkennbar sind.

Paritätsprüfung. Erst wenn aus einem Code mit $D = 1$ durch z.B. Hinzufügen eines sog. Paritätsbits ein redundanter Code mit $D = 2$ konstruiert wird, lassen sich Einbitfehler erkennen. Beim Erzeugen wird das Paritätsbit in der Weise gesetzt, daß die Quersumme insgesamt immer – je nach Verabredung – gerade oder ungerade ist. Die Lesestation kann nach Erkennen der falschen Parität den Fehler anzeigen. Zweibitfehler sind z.B. durch Kombination von Quer- und Längsparität erfassbar.

Fehlerkorrektur. Wird bei einem Code mit $D = 3$ eine einzelne Stelle verändert, hat das falsche Wort vom richtigen den Abstand $d = 1$, von allen anderen aber mindestens $d = 2$. Ein solcher sog. Hamming-Code erlaubt die Korrektur einzelner Fehler. Nennen wir E : Anzahl der erkennbaren Fehler und K : Anzahl der korrigierbaren Fehler, dann gilt

$$D - 1 \leq E + K \quad \text{mit } E \geq K$$

Zyklische Codes. Das wichtigste Verfahren mit der Möglichkeit automatischer Fehlerkorrektur heißt CRC (Cyclic Redundancy Check). Dabei wird die Eigenschaft zyklischer Codes genutzt, daß jede Verschiebung um ein Bit wieder ein gültiges Codewort ergibt. Beim Senden oder Abspeichern wird dem zyklischen Code ein Prüfpolyynom angehängt, das aus dem Code berechnet ist. Bei der Prüfung sind dadurch eindeutige Rückschlüsse und Korrekturen von Übertragungs- oder Abspeicherungsfehlern möglich (Schumny (1977)).

10.6.1.5 Ein- und Ausgaben

PDV bedeutet vor allem Ein- und Ausgabe (E/A bzw. I/O, Input/Output) von Steuersignalen und Daten zwischen Prozeßrechner und „Außenwelt“ (Peripherie, s. Fig. 10.136). Zur Standardperipherie gehören neben Massenspeichern (Magnetbänder, Kassetten, Magnetplatten, Floppy Disks) auch die für interaktives Arbeiten (Abschn. 10.6.1.2) vorgesehenen Einrichtungen (vor allem Graphik-Möglichkeiten).

Für die Prozeßperipherie sind mehrere Anschlüsse notwendig, an die über verschiedene Anschaltungen (Steuerung oder Controller) Geräte und Sensoren angeschlossen werden können. Bei Bedarf (z.B. große Datenmengen, langlaufende Auswertungen) ist mit Hilfe lokaler Vernetzung (LAN, Local Area Network, s. Abschn. 10.6.2.4) oder über ein Modem (Modulator/Demodulator, s. Schumny u. Ohl (1994)) die Verkopplung mit entfernten Rechnern möglich.

Multiplexer (MUX) werden zum Anschluß von Sensoren (z.B. binär oder BCD) sowie von vielen Analog-Signalformern und Geräten eingesetzt. Für spontane Ereignisse (vgl. Abschn. 10.6.1.2) sind Unterbrechungssteuerungen vorzusehen (im Multiplexkanal oder direkt angeschaltet).

Schnellkanal. Dateneingaben in den Arbeitsspeicher werden im Regelfall unter Kontrolle des Prozessors abgewickelt, weshalb die Reaktionszeiten für spontane Eingaben von der spezifischen Programmierung abhängen und bestenfalls einige Mikrosekunden betragen können. Mit der Möglichkeit des direkten Speicherzugriffs (DMA, vgl. Abschn. 10.6.1.2) lassen sich die Reaktionszeiten auf weniger als 100 ns verkürzen.

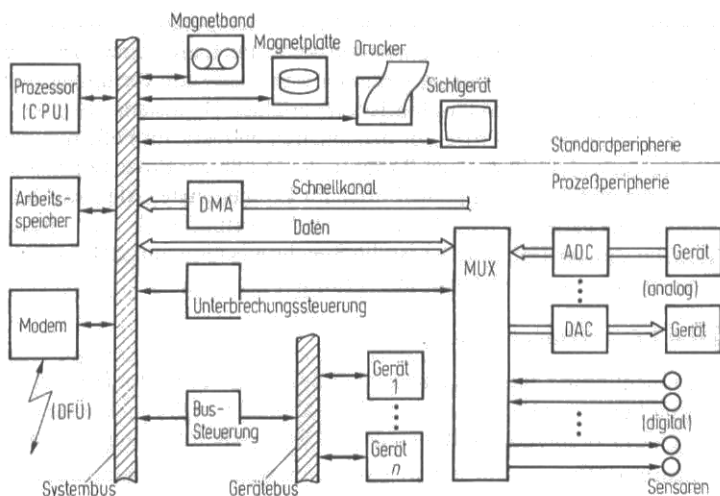


Fig. 10.136 PDV-System.

CPU: Central Processing Unit, DFÜ: Datenfernübertragung, DMA: Direct Memory Access, MUX: Multiplexer, ADC: Analog-Digital-Converter, DAC: Digital-Analog-Converter

Gerätebus. Eine Möglichkeit zur Laborautomatisierung ist durch weltweite Standardisierung von Gerätebussen gegeben (vgl. 10.6.2), wobei der sog. IEC-Bus nach DIN IEC 625 das wichtigste Beispiel mit 8 Datenleitungen ist. Für die Nuklearmeßtechnik existiert das CAMAC-System (DIN IEC 516, Computer Aided Measurement And Control) mit ebenfalls bitparalleler Übertragung. Weitere parallele und serielle Gerätebusse für Datenraten größer 1 MHz sind in Abschn. 10.6.2 erläutert.

Zwei wichtige Verfahren für Ein- und Ausgaben sind:

Speicherorientierte E/A (memory-mapped I/O). Dabei werden die Ein-/Ausgabe-Schnittstellen (I/O-Ports bzw. TTL-Schnittstellen) durch den steuernden Computer wie Speicherstellen behandelt. So ist es möglich, die gleichen Lade- und Speicherinstruktionen wie für interne Transfers zu verwenden, was eine flexible E/A-Programmierung zuläßt. Es können einzelne Bits, aber auch ganze Worte (z.B. 16 Bits) gleichzeitig ein- und ausgegeben werden. Dafür existieren viele integrierte Bausteine (z.B. PIA, Peripheral Interface Adapter), die „TTL-kompatibel“ arbeiten und an die direkt elektronische Schalter oder Relais angeschlossen werden können. Nachteile: Die Adressen gehen dem Arbeitsspeicher verloren; die Abwicklung ist insgesamt langsamer als bei „unmapped I/O“ (Lesea u. Zaks (1982)).

Standard-E/A (unmapped I/O). Hierbei unterscheidet der Prozessor durch Steuersignale zwischen Speichertransfers und E/A-Operationen. Es stehen dann getrennte Datenwege zur Verfügung, die mit speziellen E/A-Instruktionen oder sog. Software-Treibern bedient werden. Bei Mikroprozessoren wird dieses Verfahren seltener zur direkten Binär-Ein-/Ausgabe verwendet. Jedoch existieren Schnittstellenbausteine (Controller), die an speicherorientierten Prozessoren „unmapped I/O“ ermöglichen für z.B. DMA, IEC-Bus oder seriellen Datenverkehr (z.B. USART, Universal Synchronus/Asynchronus Receiver/Transmitter für RS-232-Schnittstelle, s. Abschn. 10.6.2.3).

Pufferbetrieb. Für die Abwicklung der Ein- und Ausgaben von Daten werden einzel-

ne Speicherstellen oder Speicherblöcke zum temporären Zwischenspeichern benötigt. Solche Puffer (buffers) können entweder bei fester Länge einzelnen Geräten zugeordnet sein, oder sie stehen dynamisch der gesamten Peripherie zur Verfügung. Für besonders effektiven E/A-Verkehr werden Wechsellpuffer eingerichtet. Dann kann gleichzeitig ein Puffer aufgefüllt werden, während der Prozessor den anderen entleert. Im Falle der speicherorientierten E/A benötigt jedes I/O-Port einen Puffer in der Größe der Prozessor-Wortbreite, also z.B. für ein Byte oder ASCII-Zeichen. Die Puffer für Einbitsignale (Alarme, Meldungen) werden Latch (Halteglied) genannt (manchmal sind auch Wortpuffer als Latch bezeichnet). Eine wichtige Aufgabe solcher Halteglieder ist die Synchronisation, um z.B. asynchron einlaufende Daten in einen synchronen Datenstrom zu formen.

10.6.1.6 Instrumentierung

Instrumentierung bedeutet Auswahl und Einsatz geeigneter Meßgeräte für z.B. Automatisierungsaufgaben im Forschungs- und Prüflabor oder in Produktionsprozessen. Dabei ist der Einsatz eines Computers die Regel, dessen Rolle wie folgt eingestuft wird:

- Instrumentierung mit einem Computer weist darauf hin, daß verschiedene Meß- oder Steuerungseinrichtungen durch einen Rechner kontrolliert werden;
- Instrumentierung eines Computers bedeutet die Ausrüstung eines Rechners derart, daß er zum Meßgerät wird.

In beiden Fällen sind die digitalen Schnittstellen zwischen Systemteilen und die Computer-Software kritische Größen; wir kommen weiter unten darauf zurück. Vor allem im zweiten Fall kann die Meßwertbestimmung durch ein Programm erfolgen. Die Qualität dieser Software ist dann ein Haupt-Gütemerkmal. Bei vielen Anwendungen wird der Rechner ein PC (Personal Computer) sein. Dann spricht man auch von PC-Instrumentierung (Personal Instrumentation).

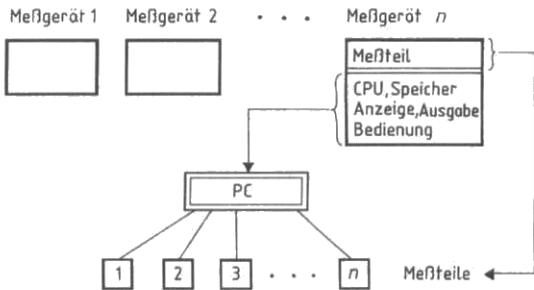


Fig. 10.137
Grundidee zur Instrumentierung mit PCs

Die Verfahren zur Instrumentierung lassen sich auf Fig. 10.137 zurückführen, wobei am Beispiel des PC-Einsatzes aufgezeigt ist, wie redundante, preistreibende Teile komplexer Meß- und Steuerungssysteme eliminiert, gleichzeitig Schnittstellen- und Software-Probleme minimiert sowie eine einheitliche Bedieneroberfläche realisiert werden. Bei der konkreten Ausführung unterscheidet man zwei Klassen:

- Reale Meßinstrumente, das sind komplette Meßgeräte zur eigenständigen (stand-alone) oder computergesteuerten Nutzung;
- Virtuelle Meßinstrumente, das sind Meßmodule, die nur aufgesteckt auf einen Computer-Systembus arbeitsfähig sind; ein anderer Name dafür ist „Instrument auf einer Steckkarte“ (instrument-on-a-card).

„Computer-Controlled Instruments“ sind reale Meßgeräte, die „stand-alone“ oder computer-gesteuert arbeiten können. Fehlen die Bedienungselemente, ist das Gerät nicht „stand-alone“ nutzbar und wird dann PC-Instrument genannt. Das wesentliche Merkmal solcher Geräte ist das Vorhandensein einer digitalen Schnittstelle zum Anschluß an einen Computer, wobei vor allem folgende Typen vorkommen:

- Serielle Punkt-zu-Punkt-Schnittstelle nach RS-232-C, z.B. zum direkten Anschluß an einen Rechner (max. 20 m), seltener die moderne Version nach RS-422 (bis 1 km, vgl. Abschn. 10.6.2.3).
- Serielle Busschnittstelle nach RS-485 zur Einbeziehung in ein Feldbussystem, z.B. zum Anschalten von Sensoren und Meßgeräten (Buslänge bis etwa 1 km).
- Parallele Busschnittstelle nach IEEE-488 ist die klassische Anhaltungsmöglichkeit für Laborautomatisierung (max. 20 m, vgl. Abschn. 10.6.2.2).

„Instrument-on-a-card“ ist die Bezeichnung für Meßmodule, die auf einer Computer-Einsteckkarte realisiert sind (vgl. oben) und notwendigerweise den passenden Gastcomputer (host) sowie die dazugehörige Software erfordern, um als Meßgeräte arbeiten zu können. Es werden folgende „Host“-Versionen unterschieden:

- Arbeitsplatzcomputer mit freien Steckplätzen der Art ISA, EISA, MCA, VMEbus, Nubus usw. (s. Schumny u. Ohl (1994)).
- Instrumentierungsbox mit Steckplätzen (slots) auf einem der anerkannten Systembusse. Die Verbindung zum steuernden Computer wird mittels einer Standard-Schnittstelle hergestellt (s. oben). Aber auch die direkte Verbindung mit Hilfe einer Bus-Adapterkarte, also die Verlängerung des Computer-Systembusses in die Instrumentierungsbox ist üblich.
- Frontend mit eigenem Computer als „intelligentes“ Subsystem sowie serieller oder paralleler Schnittstelle zur Verbindung mit anderen Systemteilen oder zur Einbeziehung in ein lokales Netzwerk (s. Abschn. 10.6.2.4).

Als wichtiges Beispiel für Frontends ist das VXIbus-System (s. Abschn. 10.6.2.2) zu nennen, das als Instrumentierungswerkzeug für hohe Anforderungen gilt. Für alle genannten Instrumentierungs- und Anschaltungsarten werden zahlreiche Konfigurierungs- und Programmierhilfen angeboten (bis hin zum Programmgenerator). Zunehmend sind auch komplette Standard-Programme (s. Abschn. 10.6.3.3) verfügbar, die das Programmieren überflüssig machen sollen.

Zusammenfassende Literatur: Hannauer (1973); Kästner (1978); Rembold (1979); Schumny (1989); Schumny (1987); Schumny (1993).

10.6.2 Schnittstellen und lokale Vernetzung

Schnittstellen (interfaces) sind die Orte, an denen irgend zwei Systemteile zusammengeschaltet werden können. Art und Ausführung sind zum Teil sehr verschieden, auch Umfang oder Bedeutung der Systemteile unterscheiden sich. Verschieden sind ebenfalls die Informationsdarstellung und die über die Schnittstellen geleiteten Signale. Für alle Versionen sollte aber die in DIN 44 302 niedergelegte allgemeine Definition gelten:

Als Schnittstelle bezeichnet man die Gesamtheit der Festlegungen

- a) der physikalischen Eigenschaften der Schnittstellenleitungen,
- b) der auf den Schnittstellenleitungen ausgetauschten Signale,
- c) der Bedeutung der ausgetauschten Signale.

10.6.2.1 Einteilung von Schnittstellen nach verschiedenen Kriterien

Die Verbindung zwischen einem Computer und der Peripherie erfolgt über eine „äußere“ Standardschnittstelle oder per Zugriff auf den rechnerinternen Systembus (Fig. 10.138).

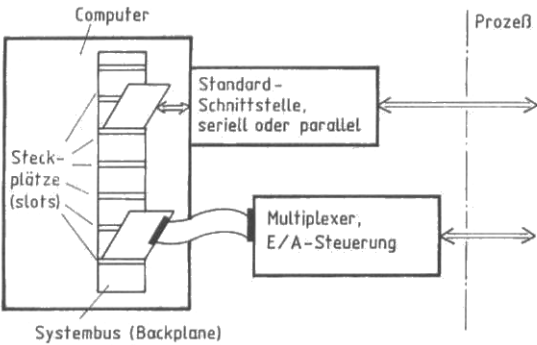


Fig. 10.138
Grobeinteilung in „äußere“ und „innere“ Schnittstellen

Standardschnittstellen gestatten in der Regel problemlosen Anschluß; Haupteigenschaften sind bekannt (Datenrate, mögliche Entfernung); Störsicherheit gut bis sehr gut; Benutzung bzw. Programmierung oft bequem, vor allem wenn vom Hersteller unterstützt; Datenübertragungsrate für manche Anwendungen zu niedrig; maximale Leitungslänge nicht immer ausreichend.

Systembusanschluß macht Eingriffe in den Computer notwendig (Hardware und Software); Verbindung zwischen internem Busanschluß und dem äußeren „Adapter“ oft kritisch, weil diese „Busverlängerung“ Störungen verursachen bzw. einfangen kann; zum Betrieb sind Schnittstellentreiber (Assemblerprogramme) notwendig; Datenübertragungsraten können hoch sein.

Die Topologie beschreibt, wie Geräte oder Computer miteinander verbunden sind (Fig. 10.139):

– Punkt-zu-Punkt-Verbindung, d.h. es gibt nur einen Sender und einen Empfänger, die entweder in nur einer Richtung (simplex), wechselseitig in beiden Richtungen (halbduplex) oder gleichzeitig in beiden Richtungen (duplex) arbeiten können.

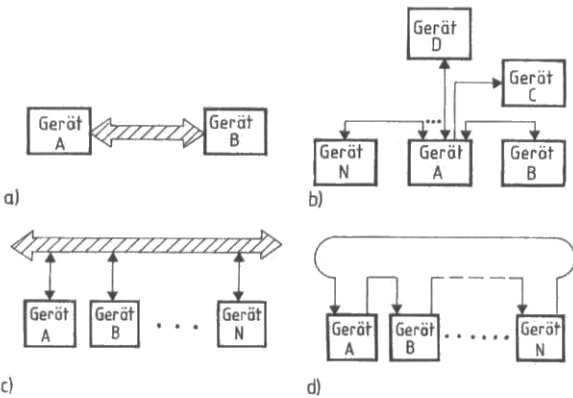


Fig. 10.139
Topologien
a) reine Punkt-zu-Punkt-Verbindung
b) sternförmige Struktur
c) Bus
d) Ring

– Mehrpunktverbindung, d.h. es können mehrere Geräte (z.B. 15) zusammengeschaltet sein und Meldungen und Daten austauschen.

Schnittstellen werden auch danach unterschieden, ob die codierten Daten bitseriell oder bitparallel übertragen werden. Darüberhinaus müssen Steuersignale definiert und auf eine der beiden wie folgt beschriebenen Arten realisiert sein.

– Installation von speziellen Schnittstellen-Meldeleitungen (Hardware-Steuerung). Dies ist die ältere Methode (z.B. bei V.24 und IEC-Bus, s. weiter unten).

– Keine zusätzlichen Meldeleitungen, sondern Übermittlung von Steuerzeichen auf dem einen Datenkanal, meistens ASCII-codiert. Diese Software-Steuerung ist die modernere Methode. Vorschriften über die Nutzung der Steuerzeichen und alle Abläufe werden Protokolle genannt.

Wird ein Bitstrom in einem festen Takt und ohne Pausen zwischen Codezeichen übertragen, spricht man von synchronem Betrieb. Der feste Zeittakt (clock) muß zwischen kommunizierenden Stationen aufrechterhalten werden. Durch Mitzählen und ggf. mit Hilfe spezieller Synchronzeichen wird die Zuordnung des kontinuierlichen Bitstroms zu Codezeichen sichergestellt.

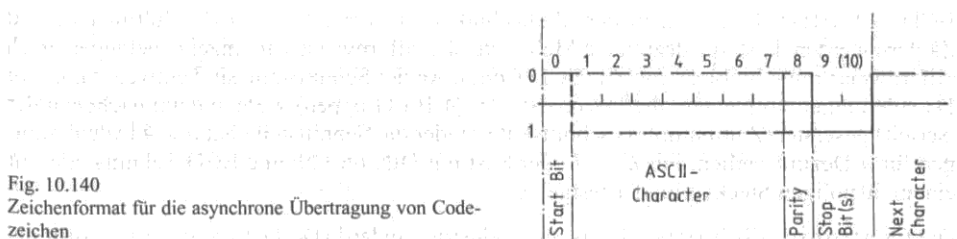


Fig. 10.140

Zeichenformat für die asynchrone Übertragung von Codezeichen

Asynchroner Betrieb erlaubt die isolierte Übertragung einzelner Codezeichen zu beliebigen Zeitpunkten. Damit die Zeichenerkennung bzw. -isolierung immer sicher möglich ist, wird ein Zeichenrahmen (Fig. 10.140) angewendet. Jedes Zeichen beginnt mit einem Startbit und endet mit einem Stopbit (manchmal zwei), darum auch Start-Stop-Betrieb genannt. Bit 8 nimmt das Querprüfbit (Paritätsbit) auf (vgl. Abschn. 10.6.1.4). Andere Bezeichnungen: charakterorientiertes Protokoll (COP, Character Oriented Protocol), Basis-Steuerungsverfahren (Basic Mode Protocol) mit ASCII-Code (DIN 66 003) und Steuerzeichen nach DIN 66 019.

10.6.2.2 Parallele Peripherieschnittstellen

Parallele Peripherieschnittstellen von Belang sind in Tab. 10.27 genannt, geordnet nach Punkt-zu-Punkt(PP)- und Mehrpunkt(MP)-Brauchbarkeit.

CAMAC und FASTBUS sind von spezieller Bedeutung vor allem für die nukleare Meßtechnik. Es soll darum hier nur auf die Spezialliteratur und internationale Normung verwiesen werden. SCSI (Small Computer System Interface, gesprochen wie „skasi“) ist eine universelle, geräteunabhängige Schnittstelle zum Anschluß verschiedener Massenspeicher mit bis zu drei Bytes Parallelübertragung.

GPIO (General Purpose Input/Output) ist eine allgemeine Bezeichnung für eine bitparallele TTL-Schnittstelle der Breite 8, 16 oder 32 bit. Manchmal sind zusätzliche Interrupt- und Handshake-Leitungen vorhanden. Sie eignen sich z.B. zum Anschluß von Schaltern, Stellgliedern, Signalgebern. Wesentliche Merkmale solcher „TTL-Ports“ sind:

Tab. 10.27 Parallele Peripherieschnittstellen. PP: Punkt-zu-Punkt; MP: Mehrpunkt

Name	Normung	Anwendung	Topologie
GPIO	Industrie	Meßtechnik, Steuerung	PP
BCD	DIN 66 349	Meßtechnik	PP
Centronics	Industrie	Druckeranschluß	PP
IEC-Bus	IEEE-488	Instrumentierung	MP
VXIbus	IEEE 1155	Instrumentierung	MP
CAMAC	IEEE-583	spezielle Instrumentierung	MP
FASTBUS	IEEE-960	spezielle Instrumentierung	MP
SCSI	IEC, ISO	Massenspeicher	MP

- Elektrische Eigenschaften entsprechend TTL-Industriestandard (5 Volt Nennspannung);
- einzelne Bits beliebig per Software selektierbar;
- einzelne Bits oder ganze Ports per Software als Ein- oder Ausgang schaltbar.

BCD-Schnittstellen sind in der Meßtechnik weit verbreitet. In z.B. Multimetern und Zählern werden dabei die dezimalen Meßwerte, die ziffernweise zur Anzeige gelangen, auch ziffernweise mit 4 bit binär codiert (BCD-Code). An der Schnittstelle sind entweder nur vier Datenleitungen vorhanden; die Dezimalstellen (4-Bit-Gruppen) werden dann nacheinander (seriell) gesendet (Zeitmultiplex-Schnittstelle). Oder die Schnittstelle hat $n \times 4$ Datenleitungen für n Dezimalstellen. Für $n = 7$ oder 8 ist mit DIN 66 349 eine BCD-Schnittstelle mit einem 50 poligen Steckverbinder festgelegt.

Die Centronics-Schnittstelle ist ein Industriestandard (De-facto-Standard), wofür als Bezug die Anschaltung und das Zeitverhalten (timing) des Drucker-Herstellers Centronics dient. Es handelt sich um eine parallele 8-Bit-Schnittstelle mit TTL-Pegeln für nur wenige Meter Leitungslänge. Die 36 Kontakte des Steckverbinders sind rechteckig angeordnet. Die an PCs verwendete Version (LPT unter MS-DOS) ist jedoch mit einem 25 poligen D-Sub-Stecker ausgeführt.

IEC-Bus ist ein oft verwendeter Name für die wichtige Schnittstelle zur Laborautomatisierung. Basis sind die funktional übereinstimmenden Normen DIN IEC 625 (25 poliger Trapezsteckverbinder) und IEEE-488 mit 24poligem Rechtecksteckverbinder, der sich zu nahezu 100 % durchgesetzt hat, weshalb die internationale Bezeichnung meist IEEE-488-Bus ist. Andere Namen: GPIB (General Purpose Interface Bus); HP-IB (Hewlett-Packard Interface Bus).

Die Norm IEEE-488.1 definiert die physikalischen Eigenschaften für den Bus aus 16 Informationsleitungen sowie das Grundverfahren zur parallelen Übermittlung von Bytes zwischen Geräten mit Hilfe von fünf Management- und drei Handshake-Leitungen. Nicht festgelegt sind darin Syntax- und Formatierungsregeln, auch nicht Funktionen zur Gerätesteuerung. Das wurde erst 1988 mit der Norm IEEE-488.2 nachgeholt. Außerhalb sind danach aber immer noch gerätespezifische Nachrichten. Erst mit der Definition einer einheitlichen Kommandosprache SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments, gesprochen „skippy“) ist ein vollständiges Anwendungsinstrumentarium für Laborautomatisierung entstanden, das auch zusammen mit modernen modularen Meßgerätesystemen wie VXIbus (s. unten) angewendet wird.

VXIbus ist eine weitentwickelte Ausführung für hohe meßtechnische Anforderungen. Das Akronym VXI (VMEbus Extensions for Instrumentation) deutet auf die Verwandtschaft zum VMEbus hin, der als Systembus in technisch-wissenschaftlichen Arbeitsplatzcomputern (workstations) weit verbreitet ist. Genutzt werden Steckkarten im Europakartenraster. Die Größen A und B sind die Original-VMEbus-Module (Einfach- bzw. Doppel-Europakarte), dazu kommen die auf 340 mm verlängerten Größen C und D, wobei die dreifach hohe D-Karte selten ist. In ein 19"-Gehäuse (mainframe) passen 13 Karten verschiedener Größe. Steckplatz null (slot 0) ist reserviert für die „Crate“-Kontrolleinheit (resource manager).

Die Programmierung eines VXIbus-Systems zeichnet sich dadurch aus, daß eine Kommandostruktur in Anlehnung an den IEC-Bus-Standard definiert wurde, weshalb Mischsysteme aus VMEbus-, VXIbus- und IEEE-488-Busmodulen betreibbar sind. Vor allem werden VXI- und IEEE-488-Instrumente gemischt mit einem z.B. bereits vorhandenen IEC-Bus-Kontroller betrieben und mit der dafür entwickelten Software gesteuert. Künftig wird verstärkt die Kommandosprache SCPI angewendet.

10.6.2.3 Serielle Peripherieschnittstellen

Serielle Peripherieschnittstellen von Belang sind in Tab. 10.28 genannt, geordnet nach Punkt-zu-Punkt(PP)- und Mehrpunkt(MP)-Brauchbarkeit. Die Normung für diese Schnittstellen stützt sich häufig auf Entwicklungen der Postverwaltungen (CCITT, Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique, V- und X-Serien) mit den wichtigen Beispielen V.11 und V.24. Viele Probleme vor allem mit den sog. V.24-Schnittstellen (s. RS-232-C) sind auf diese Herkunft zurückzuführen.

Tab. 10.28 Serielle Peripherieschnittstellen. PP: Punkt-zu-Punkt; MP: Mehrpunkt

Name	Normung	Anwendung	Topologie
20 mA/TTY	DIN 66 348/1	Meßtechnik	PP
V.24	RS-232-C	generell	PP
V.11	RS-422	generell, Meßtechnik	PP
serieller Bus	RS-485	generell	MP
Meßbus	DIN 66 348/2	Meßtechnik	MP
PROFIBUS	DIN 19 245	Meßtechnik	MP
PDV-Bus	DIN 19 241	Meßtechnik	MP
Bitbus	Industrie	Steuerungen	MP
Manchester	MIL-STD 1553	Steuerungen	MP
ABUS	Industrie	Automobiltechnik	MP
CAN-Bus	Industrie	Steuern, Messen	MP
LAN	IEEE-802.x	generell	MP

20-mA-Stromschleife (auch: current loop oder TTY-Interface) ist bei geringen Anforderungen häufig anzutreffen, weil sie kostengünstig ist und mit galvanischer Trennung (Optokoppler, Fig. 10.141) einfach und störsicher arbeitet. Die elektrischen Eigenschaften sind in DIN 66 258 Teil 1 und 66 348 Teil 1 beschrieben. Bei z.B. 300 bit/s sind Leitungslängen bis 300 m kein Problem.

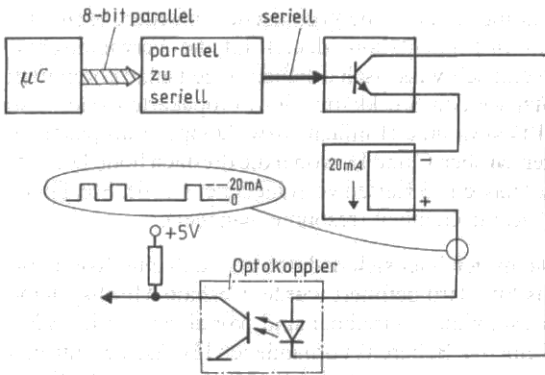


Fig. 10.141
Prinzip der 20 mA-Stromschleife

Die Norm EIA RS-232-C benennt ein Auswahl von Modem-Steuereleitungen aus der Signalliste CCITT V.24 (entsprechend DIN 66 020 Teil 1), ergänzt elektrische Eigenschaften nach CCITT V.28 (DIN 66 259 Teil 1) und definiert einen 25 poligen Trapezsteckverbinder (D-Sub) mit Anschlußbelegung. Die Liste V.24 beschreibt 54 Signale zur Modemsteuerung. Erst eine Kombination wie eben genannt ergibt eine vollständige Definition mit folgenden Eigenschaften:

RS-232-Schnittstelle mit den Merkmalen

- Punkt-zu-Punkt-Verbindung mit Vollduplex; asynchrone Übertragung (Start-Stop-Betrieb) mit Zeichenformat wie Fig. 10.140
- Übertragungsgeschwindigkeit bis 19,2 kbit/s mit kaum mehr als 15 m Leitungslänge
- 7-Bit-ASCII-Code, meist ergänzt durch gerades Paritätsbit
- Leitungsfunktionen aus CCITT V.24 ausgewählt
- 25 poliger Steckverbinder mit Definition der Anschlußbelegung
- Elektrische Eigenschaften nach CCITT V.28, d.h. es wird erdsymmetrisch (unbalanced) mit einseitig geerdetem Rückleiter (single-ended) gearbeitet (Fig. 10.142).

Die V.28-Elektrik ist nicht TTL-kompatibel, weil ± 15 V bereitstehen müssen; das „single-ended“-Prinzip ist hochgradig stör anfällig; galvanische Trennung ist wegen der Erdsymmetrie weitgehend wirkungslos.

Elektrische Eigenschaften nach EIA RS-422 (CCITT V.11 bzw. DIN 66 259 Teil 3) und

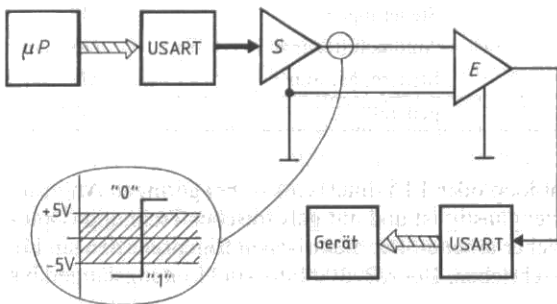


Fig. 10.142
Prinzip der V.24/V.28-Übertragung.
USART: Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter,
S: Sender, E: Empfänger

RS-485 überwinden die Nachteile der V.28-Elektrik durch symmetrische Ankopplung (balanced) mit Differentialempfänger (differential, Fig. 10.143). Es wird die Potentialdifferenz ausgewertet, weshalb Störungen so lange wirkungslos bleiben, wie sie auf beide Leitungen gleichzeitig wirken. Durch Verdrillen der Leiterpaare (twisted pairs) wird dies erreicht. Die Übertragung ist mit bis zu 10 Mbit/s möglich. Bei etwa 1 km Leitungslänge ist noch mehr als 100 kbit/s nutzbar. Zur Versorgung reichen 5 V (TTL-kompatibel).

Die V.11-Elektrik ist für Punkt-zu-Punkt-Verbindungen spezifiziert. In EIA RS-485 (ISO 8482 bzw. DIN 66 259 Teil 4) sind elektrische Eigenschaften ähnlich V.11, aber erweitert

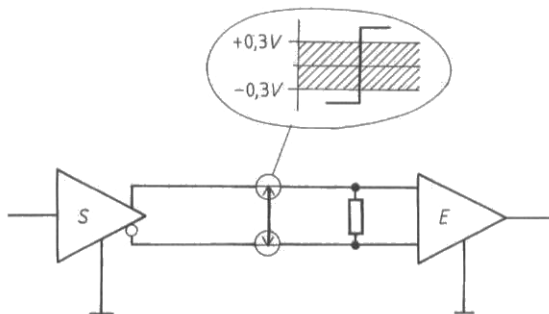


Fig. 10.143
Prinzip der V.11-Übertragung

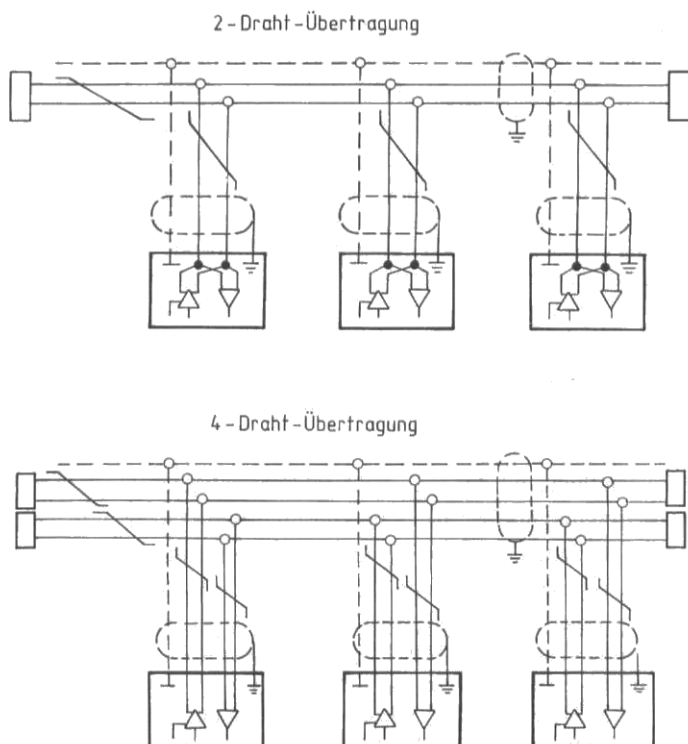


Fig. 10.144
Schaltungsmöglichkeiten für
serielle Busse mit RS-485-
Elektrik (DIN 66 348 Teil 2)

für Mehrpunktverbindungen beschrieben (bei Punkt-zu-Punkt-Verbindungen kompatibel zu V.11). Abhängig von der Übertragungsart sind Verbindungen möglich, die auf 2-Draht- oder 4-Drahtleitungen (Fig. 10.144) mit 1 Mbit/s über 500 m Leitung 32 Teilnehmer zusammenschalten (serieller Bus).

Serielle Busse von Bedeutung arbeiten mit RS-485-Elektrik und abgeschirmten verdrehten Leitungspaaren (twisted pairs). Eine Auswahl ist nachfolgend vorgestellt.

- DIN-Meßbus (DIN 66 348 Teil 2) in 4-Draht-Ausführung, bis 500 m Gesamtlänge und 5 m Stichleitungslänge mit 1 Mbit/s; Polling-Betriebsart, asynchron, für 32 Teilnehmer; gerade Parität (DIN 66 022) mit Blockprüfzeichen (DIN 66 219), CRC-16-Polynom bei codeunabhängiger Nutzung.
- PROFIBUS (DIN 19 245) mit Gesamtlänge 1,2 km (4,8 km mit Repeater), Stichleitungen nur 0,3 m; Übertragung bis zu 500 kbit/s; 32 Teilnehmer asynchron mit Telegrammformat nach DIN 19 244; Datenblocksicherung mit Hamming-Distanz 4.
- Bitbus (Fa. Intel) in 2-Draht-Ausführung; 2,4 Mbit/s über 30 m bei separatem Takt, 375 kbit/s über 300 m im selbsttaktenden Betrieb; Übertragungsprotokoll ist Untermenge von HDLC (High-level Data Link Control, DIN ISO 3309/4335/7809); Schnittstellenbaustein RUPI von Intel verfügbar.

10.6.2.4 Lokale Vernetzung

Zugriff auf gemeinsame, konsistente Datenbestände, Austausch von Nachrichten, Zusammenschaltung von Meßgeräten, Laborautomatisierung, Nutzbarmachung verteilter Rechenleistung sind wesentliche Stichworte im Zusammenhang mit der Erörterung von Vernetzungsaspekten. Man kann wie folgt unterteilen:

- Laborumgebung oder allg. Meßfeld; Distanzen bzw. Leitungslängen im Bereich 20 m (z.B. IEC-Bus, s. 10.6.2.2) bis etwa 500 m (Feldbusse, s. oben 10.6.2.3); Datenraten unter 1 Mbit/s.
- LAN (Local Area Network) für bitserielle Kommunikation von Information zwischen Geräten, die voneinander unabhängig sind; ein LAN unterliegt völlig der Benutzerverantwortung und ist i.a. auf ein Grundstück oder Gebäude begrenzt; typische Leitungslängen über 1 km, Datenraten um 10 Mbit/s.
- MAN (Metropolitan Area Network) für ähnliche Verwendung wie bei LAN, aber Leitungslängen bis 100 km, Datenrate bei 100 Mbit/s.
- WAN (Wide Area Network) ohne Ausdehnungsbeschränkung und in der Verantwortung öffentlicher Einrichtungen; Datenraten abhängig z.B. von den aktuellen Postdiensten.

Die wichtigste LAN-Ausführung wird Ethernet genannt und hat die Haupteigenschaften

- Bustopologie mit Triaxialkabel 50 Ω (Normalmedium) oder BNC-Kabel RG-58 (Thinnet);
- Übertragung im Basisband mit 10 Mbit/s und Manchester-Codierung;
- 1024 Stationen, maximal 2,5 km voneinander entfernt;
- Zugriffsverfahren CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection).

Ethernet und weitere LAN-Versionen sind in Tab. 10.29 zusammengestellt. Die Namen und Abkürzungen bedeuten: TOP – Technical and Office Protocol; MAP – Manufacturing Automation Protocol; UTP – Unshielded Twisted Pair; STP – Shielded Twisted Pair; FDDI – Fiber Distributed Data Interface; 1Base5 – Übertragung im Basisband mit 1 Mbit/s bei maximaler Segmentlänge von 500 m; 10Broad36 – Breitbandübertragung über 3600 m mit 10 Mbit/s.

Tab. 10.29 LANs, Zugriffsverfahren und Normung (Abkürzungen im Text)

Name	Methode, Topologie	Kurzbezeichnung	Dokument
Ethernet	CSMA/CD-Bus	10Base5	IEEE-802.3
TOP	CSMA/CD-Bus	10Base5	
Thinnnet	CSMA/CD-Bus	10Base2	
Breitband	CSMA/CD-Bus	10Broad36	
StarLAN	CSMA/CD-Stern	1Base5	
UTP/STP	CSMA/CD-Stern	10BaseT	
MAP	Token-Bus	Breitband, 5 oder 10 Mbit/s	IEEE-802.4
Arcnet	Token-Bus	2,5 Mbit/s	
IBM-PC	Token-Ring	4 oder 16 Mbit/s	IEEE-802.5
FDDI	Token-Ring	10BaseF, 100 Mbit/s	

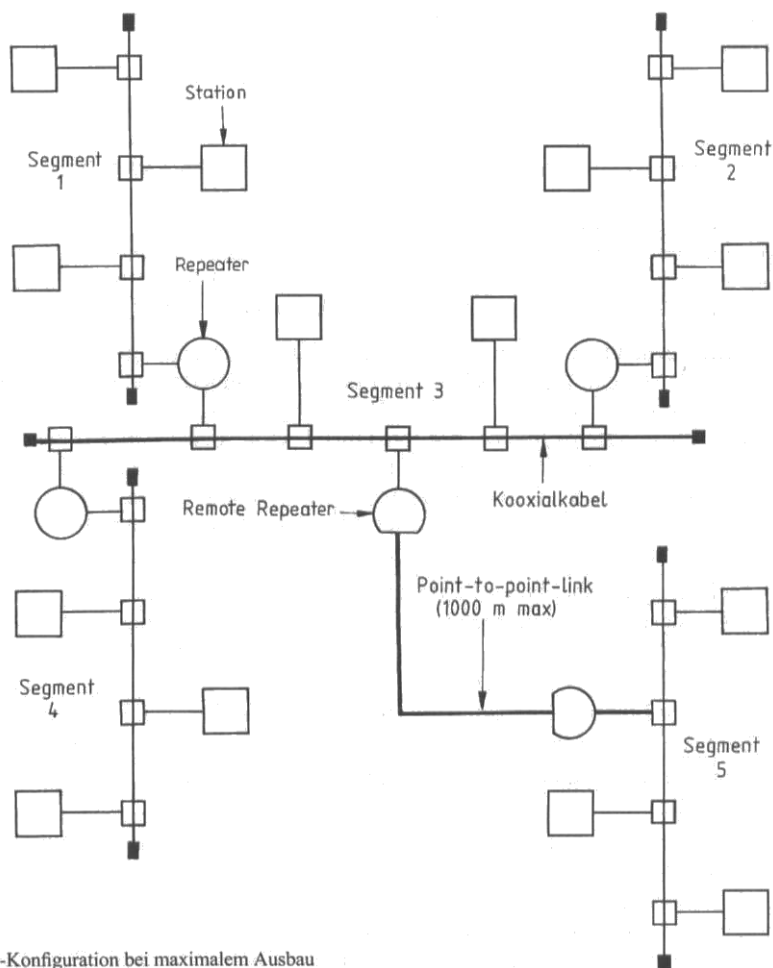


Fig. 10.145 Ethernet-Konfiguration bei maximalem Ausbau

10Base5 ist eine Kurzbezeichnung für das „normale“ Ethernet mit bis zu fünf Segmenten (Fig. 10.145) der Segmentlänge 500 m, davon maximal drei Koaxialsegmente, vier Repeater zwischen zwei Stationen, 50 m Transceiverkabel (Abzweig vom Bus zur Station), 2,5 m minimaler Abstand zwischen zwei Stationen. Mit sog. Remote-Repeatern können 1000 m, bzw. bei Verwendung von Glasfasern, 4000 m überbrückt werden.

10Base2 ist das Kürzel für die kostengünstige Ausführung des Ethernet, darum als Cheapernet oder, wegen der Nutzung des dünneren BNC-Laborkabels, als Thinnet bezeichnet. Die Segmentlänge ist auf 185 bis 230 m eingeschränkt; nur 30 Stationen pro Segment. Kritisch ist die Abschätzung der praktisch nutzbaren Leitungslänge, weil bei Verwendung von Anschlußdosen (z.B. EAD) deren Verluste und die doppelte Abzweiglänge zu berücksichtigen sind. Die Gesamtbilanz lautet dann wie folgt:

$$\text{Maximale Buslänge} = S_{\max} - (n \cdot V_d) - (2 \cdot L_a \cdot n)$$

mit	S_{\max}	maximale Segmentlänge, 230 m bestenfalls
	n	Anzahl angeschlossener Dosen, z.B. 10
	V_d	Verlust pro Dose in Leitungslänge, z.B. 6,6 m
	L_a	Länge der Anschlußkabel, z.B. 5 m

$$\text{max. Buslänge} = 230 \text{ m} - (10 \cdot 6,6 \text{ m}) - (2 \cdot 5 \text{ m} \cdot 10) = 64 \text{ m}$$

10BaseT bezeichnet die zunehmend wichtiger werdende Ethernet-Technik auf der Basis ungeschirmter verdrehter Leitungen (UTP). Damit ist die Nutzung der weltweit in unzähligen Gebäuden verlegten Telefonleitungen möglich. 10BaseF bzw. 10BaseFL bezeichnet eine weitere Variante mit dem Ziel, die Glasfasertechnologie für LANs zu erschließen.

Bei allen genannten Versionen handelt es sich um Verabredungen oder Normungen entsprechend den Schichten 1 (physikalische Ebene zur Bitübertragung) und 2 (Verbindungsebene zur Übertragungssicherung) des ISO-Referenzmodells für die Kommunikation offener Systeme (Open Systems Interconnection, OSI). Damit ist gesicherter Datenaustausch zwischen Geräten möglich. Für die Nutzung komplexer Netzwerke und zur konkreten Anwendung mit einheitlichen Codierungen und Darstellungen in inhomogenen Netzen sind darüber hinaus Festlegungen gemäß der OSI-Schichten 3 bis 7 notwendig. In der Meßtechnik und Prozeßdatenverarbeitung sind die beiden oben abgegrenzten Bereiche „Meßfeld“ und „LAN“ relevant.

– Meßfeld mit einheitlicher Festlegung nur gemäß der Schicht 7 (Anwendungsschicht), um z.B. Gerätesteuerung und Meßdatendarstellung mit Ausrüstung verschiedener Hersteller zu gewährleisten. Beispiele für solche „Feldbusse“ sind Interbus-S (Sensorbus), DIN-Meßbus, PROFIBUS (Process Field Bus).

– LAN mit Ethernet-Charakteristik (Schichten 1 und 2) sowie Festlegungen für die höheren Schichten je nach Anwendungsfall:

- a) homogenes PC-Netz mit dem Netzwerk-Betriebssystem Novell NetWare (am weitesten verbreitet);
- b) homogenes Netz (cluster) mit Arbeitsplatzcomputern (workstations) von z.B. Digital Equipment (DEC) und dem Betriebssystem DECnet;
- c) inhomogene Umgebung mit Rechnern verschiedener Hersteller und Systeme; dann kommt in der Regel die Protokollfamilie TCP/IP zur Anwendung mit dem Internet Protocol (IP, Netzwerkschicht 3) und dem Transmission Control Protocol (TCP, Transportschicht 4)

sowie mehreren Anwendungsdiensten (Schichten 5 bis 7) wie Telnet (interaktiver Terminaldienst), FTP (File Transfer Protocol), NFS (Network File System), SMTP (Simple Mail Transfer Protocol).

Zusammenfassende Literatur: Conrads (1989); Schumny (1987, 1989, 1993); Schumny, Ohl (1994); Welzel (1991).

10.6.3 Software

10.6.3.1 Betriebssysteme und Programmierung

Die ökonomische und bequeme Nutzung eines Computers wird durch das Betriebssystem (Operating System, OS) möglich. Wir unterscheiden hier aufgabenbezogen zwei Gruppen:

- Betriebssysteme für Messen, Steuern, Regeln und PDV, z.B. OS/9 für Prozessoren der Familie 68xxx, vorzugsweise in VMEbus-Systemen; oder PEARL, die Process and Experiment Automation Realtime Language.
- Betriebssysteme für Arbeitsplatzcomputer (PCs oder Workstations), z.B. MS-DOS, Unix, VMS (Digital Equipment), RTE-A (Hewlett-Packard).

Das Betriebssystem ist also entweder an bestimmte Hersteller oder Rechnertypen gebunden, oder es werden De-facto-Standards verwendet, vor allem MS-DOS für Personal-Computer (PC) und Unix für Arbeitsplatzcomputer (Workstations), weil dafür die meiste Software verfügbar ist. Diese beiden dominierenden Systeme unterscheiden sich grundlegend:

- MS-DOS kann jeweils nur ein Programm eines Nutzers abarbeiten (single-tasking und single-using);
- Unix kann mehrere Programme verschiedener Nutzer gleichzeitig laufen lassen (multi-tasking und multi-using).

Beide Betriebssysteme haben aber eine für Prozeßdatenverarbeitung ungünstige Eigenschaft gemeinsam: sie sind nicht „echtzeitfähig“. Ein Echtzeitsystem ist dadurch charakterisiert, daß unter allen Umständen definiertes Antwortverhalten garantiert ist. Solche Betriebssysteme waren in der Vergangenheit nur für spezielle, teure Prozeßrechner verfügbar. Heute gibt es eine große Auswahl für PCs (Tab. 10.30). Besondere Eignung wird PC-PEARL zugeschrieben. Nennenswerte Verbreitung haben die Versionen von Digital Research (heute Novell) und Intel.

Zwei negative Aspekte dieser Systeme sollen nicht unerwähnt bleiben: Die Preise sind recht hoch, und zur Nutzung der Echtzeiteigenschaften müssen Programme selbst erstellt werden (z.B. in der Sprache C). Die zahlreich verfügbare MS-DOS- und Unix-Software ist entweder nicht lauffähig, oder es muß in den Grundmodus geschaltet werden, wodurch die Echtzeiteigenschaften verlorengehen und Laufzeitverlängerungen entstehen können.

Programmiersprachen bilden das Medium zur Verständigung mit der Maschine. Betriebssystem und diverse Programmierhilfen (tools) unterstützen das Programmieren. Die endgültigen Anweisungen an den digitalen Zentralprozessor (CPU, Central Processing Unit) werden aus Elementen des spezifischen Maschinencodes gebildet. In der Programmierpraxis benutzt man Assembler oder Hochsprachen (BASIC, FORTRAN, Pascal, C), die vor der Ausführung in den Maschinencode umzusetzen sind. Die dafür notwendigen Übersetzerprogramme arbeiten entweder interpretativ (direkte Ausführung jeder einzelnen Instruktion, z.B. BASIC) oder kompilierend (Übersetzung vollständiger Tasks oder Programme in den Maschinencode und spätere Abarbeitung. Beispiele s. Tab. 10.31).

Tab. 10.30 PC-Betriebssysteme mit Multitasking oder Echtzeiteigenschaften (Auswahl)

IBM diverse Quellen	OS/2 Unix
DIN-Normen	PEARL (DIN 66 253), PC-PEARL
Digital Research (heute Novell)	CCP/M (Concurrent CP/M) CDOS bzw. FlexOS DR-DOS 7.0
Intel und andere	iRMX und iRMX for Windows PC-MEDOS (MS-DOS plus iRMX)
Andyne	PCMASCOT
DSI	ChronOS
Forth	polyFORTH
Hunter & Ready	VRTX
IGC	VM/386
Industrial Progr.	MTOS
Kontron	RT/iX (C-Programme unter MS-DOS)
Real-Time Comp. Sc.	PC/RTX, AT/RTX
Repas	QNX
SESA	SRE/86-PC
Siemens	RMOS 286
Software Link	PC-MOS/386
THEOS Software	THEOS 386

Tab. 10.31 Programmiersprachen und Verwendungsbereiche

RT-BASIC	:	Real-Time BASIC
IRT-FORTRAN	:	Industrial RT-FORTRAN
PEARL	:	Process and Experiment Automation Realtime Language (DIN 66 253)
CHILL	:	CCITT High-Level Language
CLDATA	:	Cutter Location Data (DIN 66 215)
EXAPT	:	Extended Automatically Programmed Tools
Verwendung	Sprache	Übersetzer
allgemein und mit Erweiterungen für PDV	BASIC RT-BASIC	Interpreter
	FORTRAN IRT-FORTRAN Pascal Modula-2 C	Compiler
Verarbeitung	ALGOL	
Automatisierung	PEARL	
Steuerung in Datennetzen	CHILL	
Steuerung von Werkzeugmaschinen	CLDATA EXAPT	
Steuern, Regeln, Verarbeiten	Forth Portal Ada	
	Assembler	Assembler
	Maschinencode	

Assembler wirken kompilierend. Während andere Sprachen problemorientiert und weitgehend anlagenunabhängig definiert sind, werden im Assembler immer die direkten Maschinenabläufe symbolisch beschrieben. Das hat zwei Konsequenzen: (1) in Assembler geschriebene Programme können zeitoptimal ablaufen; aber (2) die Programmierung ist zeitaufwendig und fehleranfällig.

Programmieraufwand und Laufzeiten der Programme seien anhand einer einfachen Schwellenwertaufgabe illustriert:

wenn $A + 5 < B$, dann ist $C = A$;
 wenn $A + 5 \geq B$, dann ist $C = B$.

Die Ausführungen (Tab. 10.32) zeigen, daß der Programmieraufwand in der reaktionsschnellen Maschinenebene maximal ist. Hochsprachen erlauben schreib- und lesefreundliche Programmierung. Nachteil: die übersetzten Programme laufen in der Regel länger als Assembler-Programme. Das gilt unter Umständen nicht für die Programmiersprache C. Es sei darauf hingewiesen, daß immer häufiger leistungsfähige Programmgeneratoren die detaillierte Programmierarbeit vereinfachen bzw. überflüssig machen.

Tab. 10.32 Vergleich von Programmiersprachen

	Adresse	Maschinencode	Assemblersprache		
Maschinenebene (Mikroprozessor 6502)	0000	18		CLC	
	0001	AD 0002		LDA	A
	0004	69 05		ADC	#05
	0006	CD 0102		CMP	B
	0009	30 09		BMI	L1
	000B	AD 0102		LDA	B
	000E	4C 1A00		JMP	L2
	0011	AD 0002	L1	LDA	A
	0014	8D 0202	L2	STA	C
BASIC	10	C = A			
	20	IF A + 5 ≥ B THEN C = B			
FORTRAN		C = A			
		IF (A + 5 .GE. B) C = B			
ALGOL, Pascal		IF (A + 5) < B THEN C:=A ELSE C:=B;			

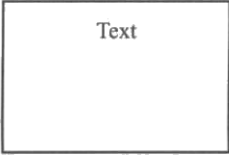
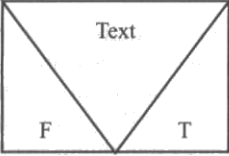
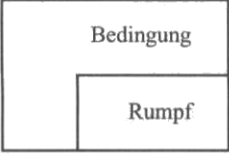
10.6.3.2 Programmiermethoden

Für PDV-Anwendungen mit vielen Ein-/Ausgabe- und Verarbeitungsvorgängen ist es besonders wichtig, Grundregeln der strukturierten Programmierung zu beachten (Hering (1992)). Das Ziel muß sein, die häufig komplexe Software durch richtige Unterteilung des Problems besser zu verstehen (das Problem durch Strukturierung transparent zu machen).

Unter Benutzung der drei notwendigen und hinreichenden Grundformen (Tab. 10.33) sind vor allem zwei Methoden zu verwenden:

Modulbildung, d.h. selbständige und unabhängige Programmierung von Teilaufgaben; Zerlegung z.B. in Programmkopf, Vereinbarungsteil (Parametrierung), verschiedene Anwei-

Tab. 10.33 Grundformen für strukturierte Programmierung

Grundform	graphisches Symbol	Erläuterung
Sequenz (Folge, Operation)		Der Text kann aus einem Befehl oder einer Befehlsfolge bestehen, z.B. Wertzuweisungen, Ein-/Ausgabeanweisungen, Unterprogrammaufruf
Selektion (Auswahl, Verzweigung)		Der Text enthält die Bedingung (Frage), die mit Ja (True) oder Nein (False) zu beantworten ist. Von T oder F aus wird fortgesetzt.
Iteration (Wiederholung, Schleife)		Die Bedingung gibt die Zahl der Wiederholungen des Rumpfes an oder legt die Abbruchskondition fest.

sungsteile, Ein-/Ausgabe-Moduln, Zeitsteuerung, Alarm-Moduln. Die für PDV so wichtigen Ein-/Ausgabe-Moduln werden zweckmäßigerweise getrennt in:

Analog-E/A, Binär-E/A, zyklische Abfragen, DMA, Alarmverarbeitung, interaktive E/A (vgl. hierzu Abschn. 10.6.1.2 und 10.6.1.5), sowie graphische Ausgaben. Wichtig ist, daß die Moduln möglichst problemunabhängig (universell) geschrieben werden, so daß sie evtl. auch bei späteren ähnlichen Aufgaben Verwendung finden können.

Trennung in zeitkritische und zeitunkritische Teile, um die jeweils adäquate Programmiersprache nutzen zu können. Typischer Fall:

- BASIC oder FORTRAN für z.B. Programmkopf, Auswahl der Betriebsart, Parametrierung, Initialisierung, Anweisungen, Bedienung, zeitunkritische Verarbeitungen, langsame Ein-/Ausgaben;
- Assembler für zeitkritische Ein-/Ausgaben, d.h. häufig dann, wenn Echtzeitreaktionen gefordert sind.

Die Assembler-Routinen werden durch Unterprogrammaufrufe (Calls) in das in einer höheren Sprache geschriebene Hauptprogramm geholt. Dazu muß der Rechner aber über „Software-Schnittstellen“ zwischen Hochsprache und Assembler verfügen. Rechner mit nur einer Sprache ohne E/A-Unterstützung (z.B. Standard-BASIC) sind ohne andere zusätzliche Maßnahmen nicht für PDV geeignet.

10.6.3.3 Standard-Software

Die meiste Software existiert für das Betriebssystem MS-DOS. Viele Pakete stellen aufgrund ihrer Verbreitung so etwas wie Standards dar. Dazu gehören z.B. AutoCAD, dBASE, Lotus 1-2-3, MS-WORD, Excel, aber auch Meßtechnik-Programme wie ASYST,

LabView/LabWindows. Viele Hardware- und Software-Entwicklungen berücksichtigen diese Tatsache und definieren ihre Datenformate so, daß sie beispielsweise „Lotus-kompatibel“ sind. Einige der Programme sind spezialisiert, andere sind integrierte Pakete, d.h. sie vereinigen mehrere Funktionsbereiche. Ein wesentlicher Unterschied liegt darin, ob die Software geschlossen ist, Daten und fremde Programme also nicht beliebig importiert werden können, oder ob eine offene Struktur vorliegt, die zumindest den Austausch von Daten in einem „Standardformat“ erlaubt.

Der Begriff Standard-Software ist dennoch nicht eindeutig definiert. Häufig versteht man darunter folgendes:

- Software ist wegen ihrer starken Verbreitung so etwas wie ein „Standard“. Beispiele sind oben genannt.
- Software ist geeignet, bestimmte „Standardaufgaben“ zu bewältigen, wie z.B. Datenerfassung, Kurvenglättung, Darstellung usw.
- Software ist für einen „Standard-Computer“ entwickelt (z.B. für den PC).

Die Mehrzahl der Standard-Programme läuft unter MS-DOS auf „Industriestandard-Computern“ (Industry Standard Architecture, ISA). Sie sind in der Regel nicht verfügbar für OS/2-PCs oder Unix-Workstations. Dagegen gibt es für Unix- und VMS-Rechner eine Vielzahl technisch-wissenschaftlicher Software, die zur Nutzung auf MS-DOS-Rechnern erst angepaßt oder umgeschrieben werden müßte. In einem anderen Beispiel ist das Datenerfassungs- und Auswertepaket LabView zuerst für Apple-Macintosh-Rechner entwickelt und später in ähnlicher Form als LabWindows auch für MS-DOS-Rechner verfügbar gemacht worden.

Mit zunehmender Weiterentwicklung der Vernetzungsfähigkeit verschiedener Arbeitsplatzcomputer werden solche Familienzugehörigkeitsargumente an Bedeutung verlieren. Schon heute ist es möglich. z.B. MS-DOS-PCs nach Industriestandard (ISA) und VMS-Rechner (MicroVAX) in einem Netzwerk gemischt zu betreiben. Software und Hardware der Arbeitsplatzcomputer und Prozeßrechner können dann dem jeweiligen Problem angemessen optimal ausgewählt werden.

Bei der Auswahl können Kriterien hilfreich sein, die das verfügbare Software-Spektrum wie folgt ordnen:

- Anwendbarkeit „einfach“ bis „schwierig“;
- Anpassungsfähigkeit „starr“ bis „flexibel“;
- Ausführungsgeschwindigkeit „gering“ bis „hoch“.

Einfache Anwendbarkeit ist von großem Interesse, wenn die Software nicht nur von gut eingearbeiteten Spezialisten genutzt werden soll. Programme mit dieser Eigenschaft arbeiten in der Regel interaktiv über Menüs oder Fenster (windows), oft ist eine Maus benutzbar. Nachteilig kann die damit manchmal verbundene reduzierte Flexibilität und Ausführungsgeschwindigkeit sein.

Anpassungsfähigkeit ist dann meist gut ausgeprägt, wenn eine Programmiersprache offen liegt und Eingriffe damit möglich sind. Dies ist aber häufig begleitet von wenig einfacher Anwendbarkeit. Viele geschlossene Programmpakete sind kaum oder gar nicht flexibel, ihre Benutzung (Anwendbarkeit) ist aber oft gut unterstützt.

Ausführungsgeschwindigkeit wird manchmal zugunsten einfacher Anwendbarkeit geopfert. Es gilt: je „narrensicherer“ eine Software, desto langsamer ist sie. Auf der anderen

Seite sind langsame Programme nicht notwendigerweise „narrensicher“. Oft ist ein schnelles Programm aber zumindest prinzipiell flexibel, wenn es in Assembler oder C geschrieben ist und die Quellen offenliegen.

Literatur zu 10.6

- Conrads, D. (1989): Datenkommunikation. Braunschweig: Vieweg
 Cushman, R. H. (1981): Digital Processing Tools Present Design Challenges. EDN 26, Nr. 14, 103–109
 Giloi, W. K. (1981): Rechnerarchitektur. Berlin: Springer
 Hannauer, G. (1973): Grundlagen des hybriden Analogrechnens. München: Oldenbourg
 Hering, E. (1992): Software-Engineering. Braunschweig: Vieweg
 Hultsch, H. (1981): Prozeßdatenverarbeitung. Stuttgart: Teubner
 Kästner, H. (1978): Architektur und Organisation digitaler Rechenanlagen. Stuttgart: Teubner
 Lesea, A.; Zaks, R. (1982): Mikroprozessor Interface Techniken. Düsseldorf: Sybex
 Peterson, W. W. (1967): Prüfbare und korrigierbare Codes. München: Oldenbourg
 Rembold, U. (1979): Prozeß- und Mikrorechnersysteme. Wien: Oldenbourg
 Schumny, H. (1977): Fehlererkennung mit Hilfe zyklischer Codes (CRC). DIN-Mitt. 55, Heft 2, 69–76
 Schumny, H. (1987): Signalübertragung. Braunschweig: Vieweg
 Schumny, H. (Hrsg.) (1987): LAN, Lokale PC-Netzwerke. Braunschweig: Vieweg
 Schumny, H. (1989): Digitale Datenverarbeitung. Braunschweig: Vieweg
 Schumny, H. (Hrsg.) (1993): Personal-Computer in Labor, Versuchs- und Prüffeld. Berlin: Springer
 Schumny, H.; Ohl, R. (1994): Handbuch digitaler Schnittstellen. Braunschweig: Vieweg
 Welzel, P. (1991): Datenfernübertragung. Braunschweig: Vieweg

10.7 Leitungs- und Störeinflüsse

10.7.1 Rauschen (W. Kessel)

10.7.1.1 Innere Rauschquellen

Alle elektronischen Bauelemente enthalten innere Rauschquellen, die im wesentlichen drei verschiedene Ursachen haben. Das thermische Rauschen eines widerstandsbehafteten Bauelementes rührt von der Wärmebewegung der freien Ladungsträger her; es ist stets vorhanden, auch dann, wenn in das Bauelement kein elektrischer Strom eingespeist wird. Hat das Bauelement einen Widerstand $R = 1/G$, so tritt bei Kurzschluß oder Leerlauf nach Nyquist (1928) ein mittleres Kurzschlußstrom- bzw. Leerlaufspannungs-Quadrat

$$\overline{i(t)^2} = 4kTG\Delta f, \quad \overline{u(t)^2} = 4kTR\Delta f \quad (10.132)$$

auf (k Boltzmannkonstante, Δf Frequenzbandbreite des Meßsystems). Ein Widerstand von 1Ω liefert für eine Bandbreite von 1 Hz bei Zimmertemperatur ($T_0 = 290\text{ K}$) nach Gl. (10.132) den Effektivwert der Leerlaufrauschspannung

$$u_{\text{Reff}} = \sqrt{\overline{u(t)^2}} = 1,26 \cdot 10^{-10} \text{ V}. \quad (10.133)$$

$\overline{i(t)^2}/\Delta f$ und $\overline{u(t)^2}/\Delta f$ sind frequenzunabhängig; das thermische Rauschen wird daher als weißes Rauschen bezeichnet.

Das Schrotrauschen hat seine Ursache in zeitlich unregelmäßigen Stromschwankungen $i(t)$, die dadurch entstehen, daß der Ladungstransport unter dem Einfluß eines elektrischen Feldes durch die Bewegung diskreter Ladungsträger zustandekommt. Wird ein pn-Halbleiter-Übergang oder ein Schottky-Kontakt von einem Gleichstrom I durchflossen, so ist das mittlere Kurzschlußrauschstrom-Quadrat

$$\overline{i(t)^2} = 2e(I + 2I_{SS})\Gamma^2\Delta f \quad (10.134)$$

(e Elementarladung, I_{SS} Sperr sättigungsstrom, Γ Rauschabschwächungsfaktor) (Jäntschi u. Feigt (1972)); auch das stellt ein weißes Rauschen dar. Der Rauschabschwächungsfaktor Γ spiegelt die Erzeugungs- und Rekombinationsprozesse der Ladungsträger wider. Er ergibt sich aus dem Kleinsignalleitwert G des pn-Überganges bzw. Schottky-Kontaktes

$$\Gamma^2 = \frac{kT}{eI_{SS}} G, \quad G = \left(\frac{\delta I}{\delta U} \right)_{U=0} \quad (10.135)$$

im stromfreien Zustand, da dann Schrotrauschen und thermisches Rauschen identisch sind.

Das $1/f$ -Rauschen tritt bei Halbleiter-Bauelementen und Elektronenröhren im Niederfrequenzgebiet auf. Bei letzteren wird es auch als Funkelrauschen bezeichnet. Es gilt (für kleine Bandbreiten Δf)

$$\overline{i(t)^2} = CI^\alpha f^\beta \Delta f, \quad \alpha \simeq 2, \quad \beta \simeq -1 \dots -2. \quad (10.136)$$

Die Konstante C hängt von den Oberflächeneigenschaften der Oxidkathode bzw. des Halbleiters und dessen Kontakten ab. Sie kann durch geeignete Fertigungsmethoden klein gehalten werden. Der Funkeffekt von Vakuumtrioden liefert im Niederfrequenzbereich einen zwei- bis dreifach höheren Rauschbeitrag als der Schroteffekt. Für Halbleiter kann das $1/f$ -Rauschen auf eine relative Widerstandsänderung zurückgeführt werden, die mit der Anzahl N der freien Ladungsträger in der Halbleiterprobe verknüpft ist (Hooge (1972))

$$\left(\frac{\Delta R}{R} \right)^2 = \frac{\alpha}{Nf} \Delta f, \quad \alpha \simeq 2 \cdot 10^{-3}. \quad (10.137)$$

Für Frequenzen oberhalb von 100 kHz ist das $1/f$ -Rauschen i.allg. vernachlässigbar.

10.7.1.2 Rauschzahl

In einer komplexen Zusammenschaltung von Bauteilen, z.B. einem Verstärker, überlagern sich die verschiedenen inneren Rauschquellen in unterschiedlicher Weise. Als Maß für die Größe des gesamten Eigenrauschens wird die spektrale Rauschzahl F benutzt (Friis (1944)). Sie gibt das Verhältnis von Rauschabstand P_e/P_{eR} am Eingang zum Rauschabstand P_a/P_{aR} am Ausgang des Verstärkers an

$$F = \frac{P_e/P_{eR}}{P_a/P_{aR}} = \frac{P_{aR}}{L_V P_{eR}} \quad (10.138)$$

Dabei sind P_e und P_a die Ein- und Ausgangssignalleistungen für angepaßte Impedanzverhältnisse, die sog. verfügbaren Signalleistungen, in dem Frequenzintervall Δf . Entsprechend sind P_{aR} und P_{eR} die verfügbaren Rauschleistungen und L_v die verfügbare Leistungsverstärkung. Entspricht die verfügbare Rauschleistung P_{eR} der verfügbaren Rauschleistung, die ein thermischer Wirkleitwert G am Eingang bei Zimmertemperatur ($T_0 = 290 \text{ K}$) erzeugt

$$P_{eR} = \frac{\overline{i(t)^2}}{4G} = kT_0\Delta f, \quad (10.139)$$

so wird F als spektrale Standardrauschzahl bezeichnet. Sie wird üblicherweise in Datenblättern und Tabellen angegeben.

Neben der spektralen Rauschzahl ist die spektrale Zusatzrauschzahl F_z im Gebrauch; sie ist das Verhältnis der vom Verstärker erzeugten zusätzlichen Ausgangsrauschleistung zur Ausgangsrauschleistung, die auftreten würde, wenn der Verstärker keinen eigenen Rauschbeitrag liefert,

$$F = 1 + F_z. \quad (10.140)$$

Die spektralen Rauschzahlen sind nach ihren Definitionen unabhängig vom Abschlußleitwert am Ausgang des Verstärkers, hängen jedoch vom Leitwert der Signalquelle am Eingang ab. Für jeden Verstärker gibt es einen optimalen Signalquellen-Leitwert, der die Rauschzahl des Verstärkers zum Minimum macht. Diese Rauschanpassung der Signalquelle an den Verstärker läßt sich i.allg. nicht gleichzeitig mit der Leistungsanpassung erreichen.

Das spektrale Zusatzrauschmaß eines aus mehreren Stufen aufgebauten Verstärkers wird aus den spektralen Zusatzrauschzahlen der einzelnen Stufen und ihrer verfügbaren Leistungsverstärkung durch mehrfache Anwendung der Gl. (10.138) und (10.140) errechnet (Müller (1979)).

10.7.1.3 Rauschtemperatur

Neben der spektralen Rauschzahl wird der Begriff der Rauschtemperatur verwendet. Zu ihrer Erläuterung wird ein beliebig rauschender Verstärkervierpol betrachtet, der mit einer rauschenden Signalquelle zusammengeschaltet ist, die den Leitwert G besitzt; sie befindet sich auf Zimmertemperatur. Die Rauschleistung am Verstärkerausgang ist die Summe zweier Rauschleistungen, derjenigen, die aus der Signalquelle stammt und auch auftritt, wenn der Verstärker rauschfrei ist, und der zusätzlichen Rauschleistung, welche der Verstärker erzeugt. Von seinem Ausgang her kann der Verstärker als Zusammenschaltung des gleichen, aber rauschfreien Vierpols mit einer Signalquelle betrachtet werden, deren Temperatur erhöht ist. Als Rauschtemperatur T_R wird die Temperaturdifferenz bezeichnet, um die man die Temperatur der Signalquelle erhöhen muß, damit sich am Ausgang des rauschfreien Verstärkers die gleiche Rauschleistung wie im realen Fall einstellt,

$$\frac{T_R}{T_0} = F_z = F - 1. \quad (10.141)$$

Der Begriff der Rauschtemperatur wird als Maß für das Eigenrauschen von Zweipolen mit dem Wirkleitwert G verwendet. Als Rauschtemperatur T_R wird die Temperatur bezeichnet, die, in Gl. (10.132) eingesetzt, ein mittleres Rauschstrom-Quadrat erzeugt, das mit dem am

Zweipol gemessenen übereinstimmt. Für einen Zweipol, der nur thermisches Rauschen zeigt, stimmen Rauschtemperatur und thermodynamische Temperatur überein.

10.7.1.4 Messung der Rauschtemperatur und der Rauschzahl

Zur Messung der Rauschtemperatur eines Zweipols mit dem Wirkleitwert G wird dieser nach Fig. 10.146a an den Eingang eines Meßverstärkers gelegt und der verstärkte Rauschstrom am Ausgang mit einem Anzeigeeinstrument A gemessen. Letzteres muß ein Leistungs- oder Effektivwertmeßgerät sein, das auch bei starker Abweichung von einem sinusförmigen Verlauf hinreichend genaue Werte liefert. Die Übertragungswerte des Verstärkers werden ausgeschaltet, indem der Zweipol durch einen kalibrierten Rauschgenerator (z.B. Rauschdiode) ersetzt wird, dessen Rauschstrom so eingestellt wird, daß das Anzeigeeinstrument den gleichen Wert zeigt. Die Rauschtemperatur T_R des Zweipols berechnet sich dann aus der abgelesenen verfügbaren Rauschleistung

$$T_R \Delta f = \frac{\overline{i(t)^2}}{4G} \quad (10.142)$$

Der Meßverstärker ist so auszuwählen, daß seine Rauschtemperatur die des gegebenen Zweipols nicht wesentlich übersteigt.

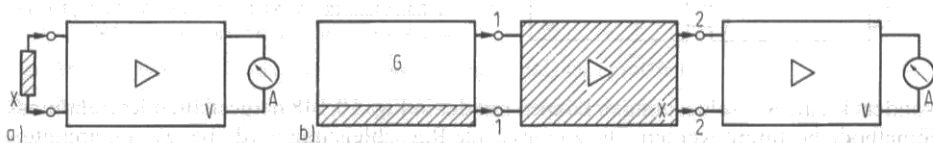


Fig. 10.146 Anordnung zur Messung der Rauschtemperatur T_R von Zweipolen (a) und Vierpolen (b)

G Rauschquelle, V Meßverstärker, A Anzeigeeinstrument und X Meßobjekt

(nach Bittel u. Storm (1971))

Zur Messung der Rauschtemperatur eines Verstärkers wird dieser nach Fig. 10.146b zusammen mit einem kalibrierbaren Rauschgenerator, dessen innerer Leitwert $Y = G + jB$ mit der Temperatur T_0 rauscht, vor den Meßverstärker geschaltet. Danach wird sein Rauschstrom $i(t)$ von Null ausgehend vergrößert, bis sich der Ausschlag am Anzeigeeinstrument A verdoppelt hat. Unter der Voraussetzung, daß der zu vermessende Verstärker eine hinreichend große Verstärkung hat, ist das Rauschen des Meßverstärkers zu vernachlässigen, so daß sich die Rauschtemperatur aus der eingestellten verfügbaren Rauschleistung des Rauschgenerators

$$(T_R + T_0) \Delta f = \frac{\overline{i(t)^2}}{4G} \quad (10.143)$$

ergibt.

Für beide Verfahren liegen wesentliche Unsicherheiten in Fehlanpassungen des Zweipols und des Rauschgenerators; daher müssen die Eingangsimpedanzen vermessen und ihr Einfluß auf die Unsicherheit des Ergebnisses sorgfältig abgeschätzt werden. Fig. 10.147 zeigt die Abhängigkeit der Rauschzahlen F verschiedener Verstärker von der Frequenz f .

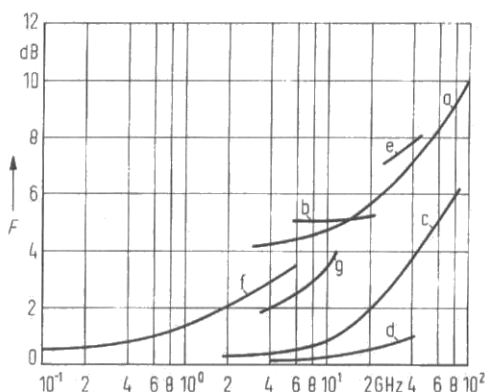


Fig. 10.147
Rauschzahlen verschiedener Hochfrequenzverstärker
a Diodenmischer
b Tunnel-Diodenverstärker
c parametrische Verstärker (Betriebstemperatur 300 K)
d parametrische Verstärker (Betriebstemperatur 4 K)
e Gunn-Dioden
f bipolare Transistoren und
g Feldeffekttransistoren (nach Müller (1979))

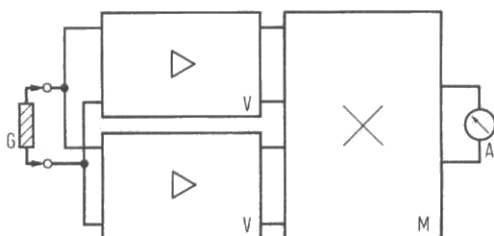


Fig. 10.148
Anordnung zur Messung kleiner Rauschzahlen F
G Rauschquelle, V Meßverstärker, M Multiplizierer
und A Anzeigeelement (nach Strom (1970))

Besonders kleine Rauschleistungen können mit der in Fig. 10.148 dargestellten Korrelationsmeßmethode bestimmt werden. Die zu messende Rauschleistung wird über zwei getrennte, gleich aufgebaute, rauscharme Verstärker einem Korrelator zugeführt. Sein Ausgangssignal ist proportional der zu messenden Rauschleistung, da nur dieser Anteil in beiden Kanälen korreliert ist (Strom (1970)).

10.7.2 Äußere Störeinflüsse (A. Thiel)

Elektrische Störungen werden durch Fremd- oder Störspannungen bzw. -ströme hervorgerufen, die neben den Betriebs- bzw. Meßspannungen oder -strömen wirksam werden und sich diesen überlagern.

In den meisten Fällen stammen die Störungen nicht aus der Meßanordnung oder Baugruppe selbst, sondern aus benachbarten elektrischen Baugruppen (z.B. aus Steuerkreisen und/oder der Netzversorgung). Die Störungen werden dabei in Form von Gleichspannungen, Wechselspannungen (Netzfrequenz, NF oder HF) oder als elektrische Impulse übertragen. Die Wechselspannungen gelangen im Gegensatz zu den Gleichspannungen nicht nur durch die Stromleiter, sondern auch drahtlos durch induktive oder kapazitive Kopplung in die Anlage. Oft sind es in der Praxis gerade die Erd- und Netzleitungen die Störspannungen galvanisch (ohmsch) in die Leitungen der Meßkreise einkoppeln. Tab. 10.34 zeigt eine Übersicht.

Induktive Beeinflussungen Stromführende Leiter sind von einem Magnetfeld umgeben. Durchsetzen die konzentrisch um den Leiter verlaufenden magnetischen Feldlinien eine Meßleiterschleife, so wird darin durch induktive Kopplung eine Störspannung induziert.

Abhilfen:

Meß- und Netzleitungen nicht parallel führen.

Tab. 10.34 Verschiedene Übertragungsmöglichkeiten und Gegenmaßnahmen bei Störungen

Art der elektrischen Störungen: externe und interne Störungen Gleich-, Netz-, NF-, HF-Spannungen, Impulse, Rauschen, Mikrofonie, gewünschte und nicht be- absichtigte Fremdspannungserzeugung	Beseitigung der Störung: an der Störquelle: abschalten, von Meßanlage entfernen, verdros- seln, abschirmen, Zeitglieder einsetzen, Strom reduzieren. Funkentstörung siehe Literaturver- zeichnis
Übertragungsweg: drahtlos: induktive Kopplung, kapazitive Kopplung Stromleitung: galvanische Kopplung, zu hohe Leitungswider- stände, zu geringer Iso- lationswiderstand Netz-, Erd-, Steuer-, Signal-Leitungen, Vorver- stärker, Meßumformer, Anzeiger	auf dem Übertragungsweg: Leitungsführung ändern (Länge kürzen, ande- rer Abstand der Leiter voneinander, störenden und gestörten Leiter nicht parallel), abschirmen, verdrillen, anderen Erdungspunkt wählen, gute Stromleitung und hohe Isolation anstreben, Ent- kopplung durch galvanische Trennung, getrennte Leiter usw.
Auswirkung der Störungen: Beim Messen, Steuern, Regeln, falsche, verzerr- te oder gar keine Signale, Meßfehler, Zerstörung von elektrischen Betriebsmitteln.	an der gestörten Baugruppe: Aufstellungsort weiter weg vom Störer, abschir- men (Faraday-Käfig), Filter einbauen. Meß- stromkreis bzgl. Erde symmetrieren, Niederoh- migkeit, Meßeffect modulieren usw.

Den Abstand zwischen Starkstrom- und Meßleitungen möglichst groß halten.

Die Meßleitungen sollen so kurz wie möglich sein und verdrillt werden.

Dehnungsmeßstreifen vor induktiven Einstreuungen schützen.

Kapazitive Beeinflussungen Eine Meßleitung und eine in ihrer Nähe verlaufende Netzleitung bilden einen Kondensator. Durch kapazitive Kopplung, also durch das elektrische Feld, werden ein Teil der Netzspannung und ihr überlagerte Impulse (z.B. von Thyristoren) als Störspannung auf die Meßleitung übertragen.

Abhilfen:

Möglichst kurze Meßleitungen verwenden.

Den Abstand zwischen störenden und gestörten Leitungen (Meßleitungen) möglichst groß halten.

Meß- und Netzleitungen nicht parallel führen.

Meßleitungen verdrillen.

Die Meßleitungen sollen abgeschirmt und außen isoliert sein.

Meßspannungsgeber mit niedrigem Innenwiderstand benutzen.

Differenzverstärker als Meßverstärker verwenden und Meßspannungsgeber erdsymmetrisch anschließen.

Widerstandskopplung Nicht nur drahtlos, sondern auch durch Widerstandskopplung (auch galvanische oder ohmsche Kopplung genannt) gelangen Störströme auf die Meßleitungen. Störspannungen entstehen dann bei unsachgemäßer Leitungsführung durch Fremdströme an Leitungs- und Übergangswiderständen. Die Widerstandskopplung wird durch zu geringe Isolationswiderstände oder durch zu große Übergangs- und Leitungswiderstände hervorgerufen, weil auch an ihnen unerwünschte Spannungsabfälle auftreten können.

Abhilfen:

Nie einen Leiter als gemeinsamen Rückleiter für mehrere verschiedene Stromkreise verwenden. Erdleitungen getrennt und isoliert verlegen und nur an einen zentralen Erdungspunkt anschließen. Nie Gerätegehäuse oder Erde als betriebsmäßigen Stromleiter benutzen.

Erdungsprobleme Falsche Erdung erzeugt dort Störungen, wo solche bislang nicht auftraten. Richtiges Erden beseitigt vorhandene Störungen.

Die Erde ist ein überall vorhandener Stromleiter. Obwohl das Erdreich - z.B. feuchter Ackerboden - mit einem spezifischen Widerstand von etwa $100 \Omega \cdot m$ etwa 10^{10} mal schlechter leitet als Kupfer, ist die Erde ein recht brauchbarer Stromleiter wegen des sehr großen Leitungsquerschnittes. Erdungswiderstände zwischen zwei getrennten Erdungspunkten liegen zwischen einigen Milliohm und einigen Ohm.

Die Erde als Stromleiter beeinflusst über die Erdkapazität die Meßanordnung. Störstromquelle und Nutzsignalquelle weisen Impedanzen auf, die durch Erdung oder Trennung von Erde verändert werden können.

Gründe für die Erdung einer elektrischen Anlage:

Erdung als Berührungsschutz gegen Spannungen oberhalb 65 V.

Erdung des Abschirmsystems zum Ableiten von Störströmen.

Erdung zur Schaffung eines Potentialausgleichs in der gesamten Anlage.

Alle drei Erdungsarten sollen rückwirkungsfrei, zentral an einem Erdungspunkt erfolgen (Sternerdung).

Abhilfen bei Erdungseinflüssen:

Alle leitenden Anlagenteile mit dem Schutzleiter (Schutzkontakt) verbinden.

Betriebsspannungen nicht mit dem Schutzleiter verbinden.

Alle Rückleitungen zentral an einem Sammelpunkt anschließen (Vermeidung von Stromschleifen).

Dieser Sammelpunkt sollte bei der Stromversorgung des störimpfindlichsten elektrischen Meßgerätes liegen.

Nur den Sammelpunkt erden.

Alle Abschirmungen immer gemeinsam mit dem zugehörigen Signalleiter führen, d.h. der Signalarückstrom muß ausschließlich und ohne Schleifen über den Mantel laufen.

Alle Abschirmungen getrennter Stromkreise über getrennte isolierte Leitungen zentral an einem Schirm-Sammelpunkt anschließen.

Abschirmungen nie als betriebsmäßigen Stromleiter benutzen.

Abschirmungen sollen nach außen isoliert sein.

Abschirmungen sollen eine hohe elektrische Leitfähigkeit haben.

Gegentakt-Störspannungen Liegt die Störspannungsquelle in Reihe mit der Signalspannungsquelle, wird die Störspannung dem Meßsignal direkt überlagert. Man bezeichnet diese Störspannungsart als Gegenteil- oder Serienstörspannung. Sie ist auch dann noch wirksam, wenn Verstärker mit symmetrischem Eingang bezüglich Erde verwendet werden.

Abhilfen:

Meßleitungen abschirmen.

Erdschleifen vermeiden (Trennverstärker oder Übertrager bei Wechselspannungssignalen).

Liegen Signal- und Störfrequenz weit genug auseinander, ist Abhilfe durch ein Filter in der Meßleitung möglich.

Gleichtaktstörspannungen Gleichtaktstörungen wirken sich infolge von Einstreuungen oder durch das Auftreten von Ausgleichsströmen in beiden Meßleitungen in gleicher Weise aus. Diese Störspannungen sind zwischen den Meßleitungen selbst nicht meßbar, sondern nur zwischen Meßleitung und Erde. Die Gleichtaktstörspannung bewirkt auf beiden Meßsignalleitern eine gleichgroße Potentialverschiebung, die Meßspannung selbst wird nicht verändert.

Abhilfen: Differenzverstärker als Meßverstärker verwenden.

Vorbeugende Entstörmaßnahmen:

Störsignal möglichst bereits am Ort des Entstehens reduzieren oder beseitigen.

Kopplung zwischen Störquelle und Meßanordnung soweit wie möglich verringern.

Zur Störsicherheit der Meßanlage den Verlauf der Erdleitungen und Abschirmungen bereits beim Aufbau planen.

Bei Wechselstrom-Störungen (insbesondere HF) hilft auch eine Bifilardrossel (billig!). Sie schränkt die Signalbandbreite nicht ein, da die Induktivität nur für das Gleichtaktstörsignal wirksam ist. Eventuell zusätzlich Differenzverstärker verwenden.

Für das Meßsignal selbst ist anzustreben:

Möglichst hoher Signalpegel, also Meßverstärker nahe beim Meßwertgeber installieren.

Meßsignal geeigneter Frequenz benutzen.

Meßwertgeber mit kleinem Innenwiderstand verwenden.

Meßanlage möglichst weit entfernt von möglichen Störquellen wählen (Transformatoren, Hochspannungseinrichtungen, Hochstromkabel usw.).

EMV Allgemeines: Im November 1992 ist das Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten (EMVG) in Kraft getreten

Dieses Gesetz gilt für Geräte, die elektromagnetische Störungen verursachen oder deren Betrieb durch diese Störungen beeinträchtigt werden kann.

Zwar betrifft das EMVG vom Wortlaut her kommerziell gefertigte Geräte, die Aussagen und Anforderungen lassen sich jedoch sinngemäß auch auf Versuchseinrichtungen unter Laborbedingungen übertragen.

EMVG-konforme Geräte oder Komponenten tragen das sogenannte CE-Zeichen.

Detailinformationen liefern DIN VDE 0848 Teil 1 und Teil 2.

Zu beachten ist insbesondere die Gewährleistung des Schutzes von Personen in elektromagnetischen Feldern im Frequenzbereich 9 kHz bis 300 GHz.

Beispiele: Viele Anwender betrachten die Stromversorgung als Hauptstörquelle in ihrem System. Da lineargeregelte Netzgeräte keine Funkstörungen erzeugen, sind bei diesem Aufbau auch im allgemeinen keine EMV-Probleme zu erwarten. Lineare Netzgeräte sind deshalb standardmäßig nicht mit Netzfiltern versehen.

Problematischer sind primärgetaktete Stromversorgungen (z.B. PC-Netzteile). Besonders störend ist hier die Taktfrequenz des Wandlers, die meistens zwischen 50 kHz und 150 kHz liegt. Das Störspektrum ist nicht auf diesen Frequenzbereich beschränkt. Je nach Aufbau, Schirm- und Filtermaßnahmen sind teilweise energiereiche Spektralteile bis über 30 MHz nachweisbar.

Ähnlich verhält es sich mit Gehäusen für elektronische Geräte. Hier muß der Konstrukteur bzw. der Laboringenieur sehr sorgfältig abwägen, ob Kunststoffgehäuse und einfache Metallgehäuse ausreichen, oder ob EMV-gerechte Gehäuse eingesetzt werden müssen. Grundvoraussetzung für ein EMV-gerechtes Gehäuse ist eine elektrisch leitende Konstruktion. Die Verbindungsstellen der Gehäuseelemente dürfen weder lackiert noch eloxiert sein.

Regeln: a) Wenn Einzelkomponenten eines Systems EMVG-konform sind, ist damit nicht gewährleistet, daß das Gesamtgerät die Grenzwerte nach dem EMVG einhält.

- b) Funkstörgrenzwerte zu ignorieren, kann teuer werden. Man stelle sich vor, man verursacht Störung in Frequenzbereichen sicherheitsrelevanter Funkdienste!
- c) Großer Entstöraufwand führt mit hoher Sicherheit zum Erfolg. Häufig genügen aber auch kleine und damit preiswerte Filter.
- d) Nicht immer ist die getaktete Stromversorgung der Hauptstörer. Problematisch sind häufig Taktfrequenzen und deren Oberwellen von Rechnern und Peripheriegeräten.
- e) Nicht nur Netzleitungen führen Störsignale, sondern auch Daten- und Interfacekabel. Filter und/oder gute Entkopplung sind hier wichtig. Aber Vorsicht: Filter verändern die Nutzsignale!
- f) Nur Messen bringt Gewißheit!

Literatur: Best (1968); Bollinger u. Doktor (1972); Busse (1971); Brave (1969); Design & Elektronik (10/94); Elektronik-Praxis (7/94, 10/94); EMVG (Bundesgesetzblatt Nov. 1992, T.1); Jesse; u. Kaiser (1972); Lawrence (1967); Meid (1968); Meir-Brötz u. Kley (1966); Schaffernak (1972); Schanne (1971); Valvo (1970); VDE 0871/3.68; VDE 0875/7.71; VDE 0848 T. 1 u. T. 2; Warner (1965)

10.7.3 Daten auf Leitungen (P. Seyfried †)

Digitale Schaltkreise innerhalb eines Gerätes oder von nahe beieinander stehenden Geräten werden meist unsymmetrisch nach Fig. 10.149a über unangepaßte mehradrige Kabel verbunden. Wird die Laufzeit t_1 im Kabel vergleichbar mit der Anstiegszeit der Signale t_r , muß jede einzelne Leitung mit ihrem Wellenwiderstand Z_1 angepaßt werden, um Signalverfälschungen durch Reflexionen zu vermeiden (s. 4.3). Für handelsübliche Koaxialkabel liegt Z_1 zwischen 50Ω und 75Ω , für mehradrige Kabel (unsymmetrischer Fall) erhält man:

$$Z_1 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2a}{d} \quad \text{für } a/d > 2,5 \quad (10.144)$$

mit der relativen Dielektrizitätskonstante ϵ_r des Isoliermantels sowie dem Abstand a und Durchmesser d der Leiter. Für die überwiegend für längere Übertragungswege verwendeten Leiterpaare (symmetrischer Fall) gilt:

$$Z_1 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2a}{d} \quad \text{für } a/d > 2,5. \quad (10.145)$$

Mit Schaltlitzen üblicher Abmessungen erhält man Werte zwischen 100Ω und 150Ω .

Bei n parallelen Leitungen ergibt sich die Übertragungsgeschwindigkeit $v_{\bar{u}}$ aus der Dauer T , die einem Bit zugeordnet ist (Schrittdauer),

$$v_{\bar{u}} = \frac{n}{T} \quad (\text{Einheit: bit/s}). \quad (10.146a)$$

Bei serieller Übertragung über eine einzige Leitung ist die Übertragungsgeschwindigkeit gleich der Schrittgeschwindigkeit

$$v_s = \frac{1}{T} \quad (\text{Einheit: Baud, Bd}). \quad (10.146b)$$

Rein serielle Übertragung wird für lange Übertragungsstrecken verwendet; sonst werden meist 4, 8, 16 oder 32 Bit, gelegentlich auch wesentlich mehr, parallel übertragen.

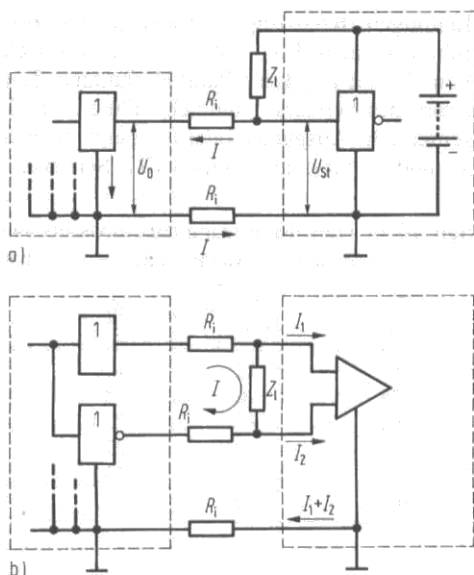


Fig. 10.149

Störender Einfluß von Leitungswiderständen (R_l)

Bei unsymmetrischer Übertragung a): Signalstrom I fließt über die gemeinsame Rückleitung und prägt allen übrigen Signalen eine Störspannung $U_{st} = I R_l$ auf; Beiträge aller Leitungen addieren sich.

Bei symmetrischer Übertragung b): I fließt nur in beiden Signalleitungen in der Rückleitung nur die wesentlich geringeren Eingangsströme I_1 und I_2 der Empfängerschaltungen

Maßnahmen zur Sicherung gegen Fehler bei der Übertragung sind die Wiederholung der Nachricht oder die Umkodierung in einen redundanten Code (Zufügen eines Paritätsbit, Hamming-Code s. 10.6.1)

10.7.3.1 Anpassung

Für Signallaufzeiten $t < 0,3 t_r$ kann auf Anpassung verzichtet werden; das entspricht bei Standard-TTL-Bausteinen einer Leitungslänge von rd. 30 cm. Bei längeren unangepaßten

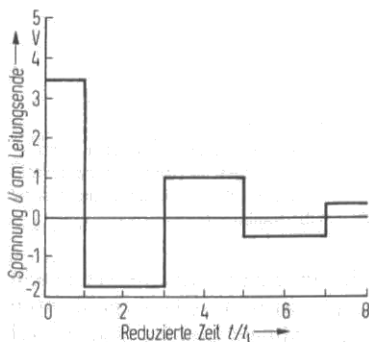


Fig. 10.150 Einschwingvorgang (schematisch) am Leitungsende einer unangepaßten Leitung für eine fallende Flanke am Ausgang eines TTL-Bausteins

t_l Laufzeit in der Verbindungsleitung

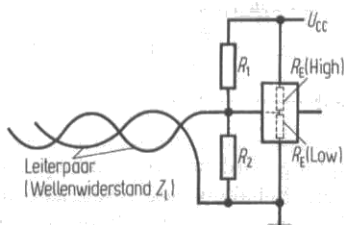


Fig. 10.151 Leitungsanpassung mit verteilten Widerständen

$$\frac{1}{R_l} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_e} = \frac{1}{Z_l} \quad ; \text{vgl. auch Tab. 10.35}$$

Leitungen treten Impulsverfälschungen auf (s. Fig. 10.150), die zu Übertragungsfehlern führen können. Eine übliche Anpassungsschaltung zeigt Fig. 10.151. Die Serienschaltung von R_1 und R_2 , deren Parallelschaltung Z_1 ergeben muß, reduziert den nötigen Ausgangsstrom des Senders. Ungleichmäßige Aufteilung erlaubt eine bessere Anpassung an unterschiedliche Ausgangs- oder Eingangsimpedanzen für High- oder Low-Pegel. Tab. 10.35 gibt R_1 und R_2 für die bekannten TTL-Serien an.

Tab. 10.35 Dimensionierung der Anpassungswiderstände R_1 und R_2 in Fig. 10.151 für verschiedene Wellenwiderstände Z_1 bei Ansteuerung der Leitung mit üblichen TTL-Bausteinen

Z (Ω)	R_1 (Ω)	R_2 (Ω)	Kabeltreiber
50	82	120	74H40N
75	120	180	7437N, 7440N, 4930N
100	180	220	7437N, 7440N, 4930N
125	220	270	7437N, 7440N, 4930N
150	270	330	7437N, 7440N, 4930N, 74H04N
200	330	470	7400N, 7404N

10.7.3.2 Übersprechen

Ist Z_{11} die Koppelimpedanz zwischen zwei benachbarten Leitungen und U_0 die Signalamplitude auf der störenden Leitung, so ergibt sich die eingekoppelte Störampitude U_{St} zu

$$U_{St} = \frac{1}{1,5 + Z_{11}/Z_1} U_0. \tag{10.147}$$

In einem unsymmetrisch betriebenen mehradrigen Kabel aus parallelen Leitern erhält man Z_{11} aus Gl. (10.144) und Z_{12} aus Gl. (10.145) und damit $U_{St}/U_0 \approx 0,3$. Bei TTL-Schaltungen führt dies zu Störungen, bei MOS-Schaltungen ist der Abstand von U_{St} zur Schaltschwelle nur noch gering.

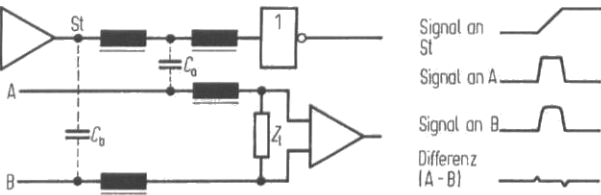


Fig. 10.152
Zum Übersprechen zwischen parallelen Leitungen und Reduzierung des störenden Einflusses durch symmetrische Übertragung; $C_a \approx C_b$

Die Einkopplung wird bei Verwendung von verdrehten Leiterpaaren oder Koaxialkabeln stark reduziert. Schaltungstechnisch läßt sie sich durch symmetrische Übertragung nach Fig. 10.152 vermeiden. Die Differenzeingangsschaltung unterdrückt gleiche Signale auf den Leitungen A und B. Kopplungen zwischen benachbarten Leitern (Übersprechen) und Spannungsabfälle an ohmschen oder induktiven Widerständen in der gemeinsamen Signale-Rückleitung können Störungen verursachen. Die symmetrische Übertragung (Fig. 10.152) reduziert die Störanfälligkeit erheblich, erfordert aber besondere Schaltkreise insbesondere bei bidirektionaler Übertragung auf Bus-Leitungen. Können die über den Übertragungsweg

gekoppelten Geräte verschiedene Potentiale annehmen, so ist eine Übertragung über Optokoppler zur galvanischen Trennung angezeigt.

Meinke u. Gundlach (1968); National Semiconductor (1975); Scheller (1973); Schumny (1978)

Literatur zu 10.7

- Best, R. (1968): Erdungs- und Abschirmprobleme. *Der Elektroniker* 7, 153–163
- Bittel, H.; Storm, L. (1971): *Rauschen*. Berlin-Heidelberg-New York: Springer
- Bollinger, U.; Dokter, F. (1972): Mittel zur Erhöhung der Störsicherheit elektronischer Steuerungen. *Elektronik-Industrie* 1972, H. 1/2, 5–7
- Bösch, P. (1994): Schutzschild. Gehäuse wehrt Störstrahlung ab. *Elektronik Praxis*, H.10, 92
- Busse, G. (1971): Aktive Tiefpässe mit kurzer Einstellzeit zur Unterdrückung von Störwechselspannungen in A/D-Umsetzern. *Messen und Prüfen* 7, 419–423
- Friis, H.T. (1944/1945): Noise Figures of Radio Receivers. *Proc. IRE* 32, 419–422 u. 33, 125–126
- Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten (EMVG): Bundesgesetzblatt, Jahrgang 1992, Teil 1, 1864–1870
- Grave, H. F. (1969): Störspannungen in empfindlichen Meßeinrichtungen. *Elektroanalyzer* 22, 451–456
- Grötting, H. D. (1994): Abschirmung durch Zinkbeschichtung. *Design & Elektronik*, H. 8, 95
- Haag, V. (1994): EMV-Schutz für elektronische Bauteile. *Design & Elektronik*, H. 8, 92–95
- Hooge, F.H. (1972): Diskussion of Recent Experiments on $1/f$ Noise. *Physica* 60, 130–144
- Jäntsch, O.; Feigt, I. (1972): Das Rauschen an Halbleitern. *Phys. Unserer Zeit* 3, 58–62
- Jesse, G.: *Störspannungen*. Frankfurt/Main: Hartmann & Braun
- Johanning, H. (1994): Schirmdämpfung im 19-Zoll-System. *Design & Elektronik*, H. 8, 96
- Kaiser, W. (1972): Die Störsicherheit bei Werkzeugmaschinen-Steuerungen mit integrierter Schaltkreistechnik
- Lass, M. (1994): Hinter den Kulissen. Leitungsgebundene Netzstörungen trotz CE-Zeichen. *ElektronikPraxis*, H. 7, 138–140
- Lawrence, A. (1967): Maßnahmen gegen Störspannungen im Eingang von Prozeßrechnern. *Regelungstechnik* 15, 540–546
- Meid, G. (1968): Störspannungsunterdrückung bei analoger und digitaler Meßdatenerfassung. *Elektro-Welt* 13, 466–469
- Meinke, H.; Gundlach, F.W. (1968): *Taschenbuch für Hochfrequenz*. Berlin-Heidelberg-New York: Springer
- Meyer-Brötz, G.; Kley, A. (1966): Zum Problem der Gleichtaktunterdrückung bei Transistor-Differenzverstärkern. *NTZ* 19, 65–69
- Müller, R. (1979): *Rauschen, Halbleiter-Elektronik Bd.15*. Berlin-Heidelberg-New York: Springer
- National Semiconductor Corp. (1975): *Interface Integrated Circuits*
- Nyquist, N. (1928): Thermal Agitation of Electrical Charge in Conductors. *Phys. Rev.* 32, 110–113
- Schaffernak, A.F. (1972): Zur Störsicherheit elektronischer Steuersysteme. *ETZ-B* 13, 315–321
- Scheller, W. (1973): *PTB-Ber. EW-2*, Braunschweig
- Schumny, H. (1978): *Signalübertragung*. Braunschweig: Vieweg
- Storm, L. (1970): Messung kleiner Rauschspannungen mit einem Korrelator und Rauschthermometrie bei tiefen Temperaturen. *Z. angew. Physik* 28, 331–333
- Valvo (1970): *Störungen in Anlagen mit integrierten Digitalschaltungen*. Hamburg: Techn. Information für die Industrie, S. 140
- VDE-Bestimmung 0871/3.68: Bestimmungen für die Funkentstörung von Hochfrequenzgeräten und -anlagen
- VDE-Bestimmung 0875/7.71: Bestimmungen für die Funkentstörung von Geräten, Maschinen und Anlagen für Nennfrequenzen von 0 bis 10 kHz
- VDE 0848 T.1 u. T.2
- Warner, A. (1965): *Taschenbuch der Funkentstörung*. Berlin: VDE-Verlag

10.8 Bauelemente (G. Hein)

10.8.1 Passive Bauelemente

10.8.1.1 Widerstände

Widerstände in elektronischen Baugruppen dienen der Spannungsteilung, der Stromverzweigung, zur Strombegrenzung, der Verstärkungseinstellung von Verstärkern, bestimmen die RC - und RL -Filtercharakteristika und mit diesen auch das zeitliche Verhalten elektronischer Schaltungen bezüglich der von der Schaltung zu verarbeitenden Signale.

Zur Beurteilung eines Widerstandes für eine elektronische Schaltung dienen i.a. die folgenden Kriterien:

Stabilität: Das Langzeitverhalten eines Widerstandes gegenüber äußeren Einflüssen wie Temperaturänderungen, Luftfeuchtigkeit, Stoß, Lagerung, Alterung.

Temperaturabhängigkeit: Diese wird beschrieben mit Hilfe des Temperaturkoeffizienten $\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT}$. Es werden bei großem Aufwand während der Herstellung α -Werte von $5 \cdot 10^{-6} \text{ 1/K}$ erreicht.

Thermische Belastbarkeit: Die am Widerstand in Wärme umgesetzte Leistung $P = U \cdot I$ führt zur Erwärmung des Widerstandsmaterials und des Trägers. Damit verbunden ist infolge des von Null verschiedenen Temperaturkoeffizienten α eine Widerstandsänderung. Der Träger muß der Wärmebelastung standhalten können. Bei großen Belastungen ist für ausreichende Kühlung durch Kühlflächen oder Verringerung des Wärmewiderstandes zur wärmeabführenden Umgebung zu sorgen. Dabei hat sich der Einsatz von Wärmeleitpasten bewährt.

Toleranz: Die Toleranz der Widerstände ist abhängig von den Normreihen. Verwendet werden die Internationale Reihe (RETMA-Reihe) Em, dabei steht m für eine der Zahlen 6 (Toleranz 20 %), 12 (10 %) oder 24 (5 %), die DIN-Reihe Rm ($m = 5, 10, 20, 40$) (s. DIN 41 426) und die amerikanische Standardreihe 5 und 10. Die Schrittweite S der Reihen ist festgelegt als $S = \sqrt[m]{10}$, das führt zu den Einzelwerten von 10^{ks} mit $0 \ll k \ll m$.

Die Fertigung von Widerständen verwendet je nach Anforderungen verschiedene Ausgangsmaterialien.

– Drahtwiderstände aus Konstantan, Chromnickel oder Manganin auf Keramikträgern. Der Temperaturkoeffizient α ist positiv; der Widerstand R kann in einem kleinen Bereich um die Ausgangstemperatur durch eine quadratische Gleichung beschrieben werden.

– Kohleschichtwiderstände durch Zersetzung von Kohlenwasserstoffen im Vakuum bei Temperaturen um 1000°C . Es werden Werte zwischen 10Ω und $10^{10} \Omega$ bei Belastungen von $2 \cdot 10^2 \text{ W}$ bis 10^{-2} W zur Verfügung gestellt. Der Temperaturkoeffizient α ist negativ mit ca. $\alpha \simeq -3 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$. Die Toleranz beträgt 5 bis 10 %.

– Metallfilmwiderstände durch Aufdampfen von Metallegierungen. Derartige Widerstände weisen Toleranzen von 1 % im Bereich von 10Ω bis $10^7 \Omega$ auf; Präzisionswiderstände Toleranzen von 0,05 %. Darüber hinaus bestimmen Faktoren wie Umwelteinflüsse, Feuchtigkeit, Stoß und Lagerung das Verhalten des Widerstandes. Für den Temperaturkoeffizienten sind Werte um $\alpha = \pm 5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ erreichbar, standardmäßig ist $\alpha \simeq 1 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$.

– Kaschierte Widerstandsfolien. Widerstandslegierungen von 2,5 bis $4 \cdot 10^{-2} \text{ mm}$ Dicke werden auf Epoxidharz-Hartgewebe oder Kaptan-Folie aufgebracht. Man erhält gute Lösungsmittelfestigkeit und Beständigkeit gegen Temperaturen bis 200°C . Die Widerstände werden durch Ätzen mit Toleranzen von $1 \cdot 10^{-4}$ eingestellt. Dies kann sogar in der Schaltung geschehen. Die Belastbarkeit beträgt ca. 2 Wcm^{-2} .

Thermistorwiderstände sind speziell als Temperatursensor einsetzbare Widerstände, bei denen die Temperaturabhängigkeit von Metallegierungen oder Halbleitermaterialien ausgenutzt wird. Metallegierungen und ferroelektrische Keramiken weisen einen positiven Temperaturkoeffizienten α auf (PTC-Widerstände, Kaltleiter), Halbleiter dagegen einen negativen (NTC, Heißeiter).

Varistorwiderstände besitzen einen von der Spannung U abhängigen Widerstand; er wird mit steigen der Spannung geringer. Die U - I -Kennlinie kann beschrieben werden durch: $I = K \cdot U^\nu$, wenn K

eine Geometriekonstante des Widerstandes, U die Spannung, I den zugehörigen Strom und γ ein für den Widerstand charakteristischer Exponent bezeichnet. Damit ergibt sich der Widerstand R zu: $R = 1/(K \cdot U^{\gamma-1})$.

Varistoren werden aus Siliziumkarbid ($\gamma \approx 5$), Selen ($\gamma \approx 10$) oder Metalloxid ($\gamma \approx 30$) gefertigt. Sie werden eingesetzt, um eine gegebene elektronische Schaltung vor Überspannung zu schützen.

10.8.1.2 Kondensatoren

Kondensatoren in elektronischen Schaltungen dienen der Entkopplung von Gleich- und Wechselstromkreisen in Verstärkern, bestimmen in RC -Tief- oder Hochpaßfiltern deren Grenzfrequenzen und in LC -Schwingkreisen die Resonanzfrequenz ω_r . In Datenverarbeitungsanlagen können sie die kurzfristige Energieversorgung bei Netzausfall übernehmen.

Die Kapazität eines Kondensators C hängt neben seiner Geometrie vom Dielektrikum zwischen den Platten ab. Die Kapazitätswerte entsprechen den Normreihen R5, R10, E6, E12. Für die Nennspannungen gilt die R5-Reihe (s. 10.8.1.1). Dabei werden Gleichspannungswerte bezeichnet.

Als Dielektrikum finden Verwendung:

- Kunst- und Naturstoffe wie Styroflex, Polyester, Polystyrol, Polycarbonat, Glimmer, Keramik vorwiegend für Kapazitätswerte im Bereich von wenigen pF bis zu einigen μF bei Nennspannungen bis zu 1000 V.

- Metallpapier. Das Papier wird im Vakuum mit Metallschichten bedampft und als Rundwickel in Metallbecher eingebaut und mit Öl- oder Hartwachs Imprägnierung versehen. Metallpapierkondensatoren haben die Fähigkeit der Selbstheilung nach inneren Durchschlägen bei Überspannungen. Die Kapazität ist frequenzabhängig. Es werden Kapazitäten zwischen 50 nF und 100 μF hergestellt. Der Temperaturkoeffizient $\alpha = C^{-1} \cdot dC/dT$ beträgt ca. $\pm 4 \cdot 10^{-2} K^{-1}$.

- Elektrolyte in Form von Metalloxiden. Diese besitzen die Fähigkeit einer Ventilwirkung in Bezug auf den elektrischen Strom. Verwendet werden Aluminium und Tantal, deren Oxide elektrochemisch erzeugt werden. Die Kathode des Kondensators besteht aus einem Betriebselektrolyten, die Anode aus dem bezeichneten Metall. Elektrolytische Vorgänge lassen das Oxid auf der Oberfläche entstehen. Wegen der geringen Dicke der Schicht und einer vergrößerten Oberfläche der wirksamen Platte durch Aufrauen ergeben sich geringe Bauformen bei hoher Spannungsfestigkeit und großen Kapazitätswerten bis zu 150 mF bei Nennspannungen von 16 V. Die Lebensdauer beträgt ca. 500 000 Betriebsstunden.

Elektrolytkondensatoren müssen richtig gepolt werden, wenn es sich um gepolte Kondensatoren handelt, andernfalls wird der Kondensator durch Gasbildung zerstört. Sie sind daher nur für den Betrieb mit Gleich- oder sehr geringen Wechselspannungen geeignet. Ungepolte Elektrolytkondensatoren können mit Wechselspannung betrieben werden, die jedoch weit geringer sein soll als die Nennspannung des Kondensators. Bei gleicher Kapazität besitzen ungepolte Kondensatoren etwa das doppelte Volumen eines gepolten Kondensators.

Elektrolytkondensatoren für erhöhte Anforderungen werden als longlife grade (DIN 41 230 u. 41 240), solche für allgemeine Anforderungen (s. DIN 41 332) als GP-Typen bezeichnet.

Die Lebensdauer von Elektrolytkondensatoren wird stark verringert, wenn die Kondensatoren mit höherer als der Nennspannung betrieben werden.

Elektrolytkondensatoren besitzen infolge von Leckströmen über das Dielektrikum einen endlichen Isolationswiderstand. Bei Wechselspannungsanwendungen erscheint ein Verlustwiderstand parallel zum Kondensator, dieser ist im allgemeinen immer größer als bei den erstgenannten Typen (Kunst- und Naturstoffe bzw. Metallpapier).

10.8.1.3 Induktivitäten

Induktivitäten in elektronischen Bauteilen dienen als frequenzbestimmende Glieder in LR - und LC -Kreisen, als Drosseln, Ein- oder Ausgangsspulen in Übertragern und Transformatoren. Induktivitäten

werden hergestellt als Luftspulen oder als Spulen mit einschraubbaren Ferritkernen. Für größere Induktivitätswerte stehen Schalenkerne zur Verfügung.

Luftspulen werden vorwiegend im Frequenzbereich oberhalb von 50 MHz angewendet und besitzen wegen des Skin-Effektes im allgemeinen versilberte Drahtoberflächen.

Im Bereich geringerer Frequenzen werden, um die Induktivitäten bei geringen Drahtlängen zu vergrößern und damit die Spulengüte Q zu verbessern, ($Q = \omega L/R$ mit L = Induktivität, ω = Kreisfrequenz, R = Draht- und Verlustwiderstand) Ferritmaterialien (s. Tab. T 5.04) verwandt. Diese besitzen einen hohen spezifischen Widerstand in der Größenordnung 10^4 bis $10^9 \Omega\text{m}$, so daß Wirbelstromverluste vernachlässigbar sind.

Die Permeabilität $\mu_i = dB/dH$ von Ferriten ist temperaturabhängig, was in Frequenzgliedern zu berücksichtigen ist und ggf. durch einen gegensinnigen Temperaturkoeffizienten der anderen Bauteile wie z.B. des Kondensators in einem Schwingkreis kompensiert werden muß.

Der Aufbau einer bestimmten Induktivität mit Kern wird erleichtert durch Angabe des Induktivitätsfaktors A_L von seiten des Herstellers. A_L ist die auf die Windungszahl $N = 1$ bezogene Induktivität $A_L = L/N^2$.

10.8.1.4 Quarze

Quarze dienen in elektronischen Bauteilen der Bereitstellung stabiler, von Umwelteinflüssen nur geringfügig abhängiger Referenzfrequenzen zum Zweck der Kalibrierung oder als Frequenzvergleich in Phase-Locked-Loop-Schaltungen (PLL).

Quarz ist seiner chemischen Verbindung nach SiO_2 und besitzt als Kristall drei ausgezeichnete Achsen; die optische (Z -)Achse, die elektrische (X -)Achse und die mechanische (Y -)Achse. Bei Anlegen einer mechanischen Kraft längs der Y -Achse ergibt sich infolge des piezoelektrischen Effektes eine Spannung zwischen zwei Platten die in der X -Achse am Kristall angebracht sind. Der Effekt ist umkehrbar; eine Spannung zwischen den Platten bewirkt eine mechanische Verformung des Kristalls in der Y -Richtung.

Die verschiedenen Orientierungen, mit denen Quarzplättchen relativ zu den drei Hauptachsen geschnitten werden, erhalten verschiedene Bezeichnungen wie z.B. AT-, BT-, CT-, DT-, GT-, MT-, NT-, und X_{+18° -Schnitt.

Quarze in einer elektronischen Schaltung können dargestellt werden mit dem Ersatzschaltbild gemäß Fig. 10.153. Der Quarz wirkt als Serienresonanzkreis mit der Kapazität C_1 , der Induktivität L_1 und einem

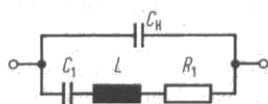


Fig. 10.153 Ersatzschaltbild eines Quarzes

- C_H Kapazität des Halters
- C_1 frequenzbestimmende Kapazität des Quarzes
- L frequenzbestimmende Induktivität des Quarzes
- R_1 Verlustwiderstand des Quarzes

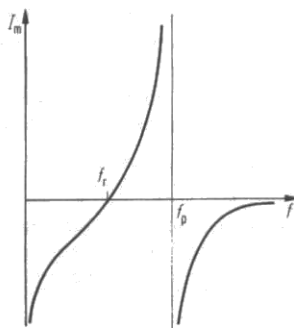


Fig. 10.154 Reaktanzkurve eines Quarzes (schematisch)
 f_r Serienresonanzfrequenz
 f_p Parallelresonanzfrequenz

Verlustwiderstand R_1 . Parallel zum Quarz wirkt die Kapazität des Halters C_H . Die Güte des Quarzes $Q = \omega L / R_1$ ist sehr viel besser als die von Spulen und erreicht Werte bis 400 000.

Entsprechend dem Ersatzschaltbild ergeben sich Resonanzfrequenzen für Serien- und Parallelresonanz. Ohne Berücksichtigung von Verlusten gilt:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 \cdot C_H}{C_1 + C_H}}}$$

Die Reaktanzkurve eines Quarzes verläuft gemäß Fig. 10.154 und zeigt, daß bei den Resonanzfrequenzen f_s und f_p die Reaktanz zu Null wird. Oszillationen können nur im positiven Reaktanzteil der Kurve angeregt werden. Es gelingt, Quarze durch Parallel- oder Serienschaltung einer sog. Ziehkapazität von der Serien- auf die Parallelresonanzfrequenz zu ziehen. Dieser Ziehbereich ist jedoch i.allg. nicht groß. Beim Aufbau einer elektronischen Schaltung kann entweder die Serien- oder die Parallelresonanz angeregt werden. Die Kapazität C_H beinhaltet dann auch die Schaltkapazitäten der Oszillatorschaltung, so daß die Resonanzfrequenz, mit der der Quarz schwingt, eine andere sein kann, als die gewünschte. Bei Quarzbestellungen ist es daher sinnvoll, die Daten der Schaltung, die den Quarz belasten, die Bürdekapazität, oder Einzelheiten der Schaltung beim Hersteller anzugeben.

Quarze werden im Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 150 MHz benutzt. Im Bereich 10 bis 100 MHz werden vorwiegend Oberwellenquarze verwandt, bei denen ungeradzahligte Oberwellen (3., 5., 7.) angeregt werden, die jedoch nicht genau ganzzahlige Vielfache der Grundwellenfrequenz sind.

Der Temperaturkoeffizient von Quarzen ist abhängig vom gewählten Schnitt. Den geringsten Temperaturkoeffizienten weisen bei Raumtemperatur AT-, BT- und GT-Schnitt-Quarze auf. Anders geschnittene Quarze sollten zwecks guter Frequenzstabilität im Thermostaten betrieben werden. Dabei ist darauf zu achten, daß der Quarz durch den Umsatz elektrischer Energie erwärmt wird, und diese Wärme ggf. abgeführt werden muß, um Frequenzänderungen zu verhindern.

Ausgangsmaterial für die Quarzherstellung ist heute weitgehend synthetisch hergestelltes Material.

10.8.2 Aktive Bauelemente

10.8.2.1 Diode

Die Diode besteht aus Halbleitermaterial wie z.B. Silizium oder Germanium. Siliziumdioden werden mit dem Buchstaben B, Germaniumdioden mit dem Buchstaben A gekennzeichnet.

Durch Aneinanderfügen von dotiertem p-leitendem (p) und n-leitendem (n) Material ergibt sich in der Grenzfläche auf Grund von Diffusionseffekten und Kompensation von p-Ladungsträgern mit den n-Ladungsträgern (Rekombination) eine ladungsträgerverarmte Grenzschicht, die Sperrschicht oder auch pn-Übergang (s. 8.6.5.8). Die Übergangszone, in der die Beweglichkeit der Ladungsträger um ein Vielfaches geringer ist als in den angrenzenden Bahngebieten, kann durch ein elektrisches Feld senkrecht zur Sperrschicht in seiner geometrischen Ausdehnung beeinflusst werden und ändert damit seinen elektrischen Widerstand.

Bei Anlegen einer Gleichspannung mit dem Pluspol an die p-Schicht (Anode) und dem Minuspol an die n-Schicht (Kathode) wird die Sperrschichtbreite verringert. Dieser Fall wird als Durchlaßrichtung bezeichnet, da die Wirkung der Sperrschicht aufgehoben werden kann, und daher große Ströme möglich sind. Bei entgegengesetzter Polung wird der pn-Übergang in Sperrichtung betrieben, der Widerstand der Sperrschicht nimmt große Werte an, es fließen nur sehr geringe Restströme, die um Zehnerpotenzen kleiner als der Vorwärtsstrom sind. Diese Eigenschaft des pn-Überganges führt zu der in Fig. 10.155 gezeigten Kennlinie.

Beim Betrieb einer Halbleiterdiode muß darauf geachtet werden, daß die zulässige Verlustleistung P_{tot} nicht überschritten wird. Die als Wärme auftretende Leistung $P = U_D \cdot I_D$ wenn U_D die an der Diode

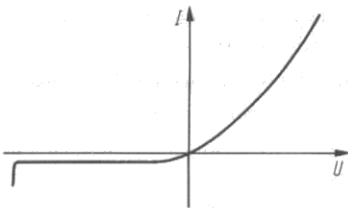


Fig. 10.155
Strom-Spannungsverlauf eines p-n-Überganges

anliegende Spannung, und I_D der zugehörige Strom ist, muß durch Wärmeabfuhr beseitigt werden. Dazu dienen entsprechend dimensionierte Kühlkörper und der Einsatz von Wärmeleitfett. Für die abgeführte Leistung P_{ab} gilt:

$$P_{ab} = \frac{\vartheta_s - \vartheta_{um}}{R_{th}}$$

ϑ_s = Sperrschichttemperatur

ϑ_{um} = Umgebungstemperatur

R_{th} = Thermischer Widerstand

Die für Silizium zulässige Sperrschichttemperatur liegt bei 125 bis 200 °C, für Germanium bei 85 bis 100 °C.

Die Schottky-Diode, die auch als Schottky-Barrier-Diode bezeichnet wird, unterscheidet sich von der pn-Diode durch den Ersatz einer Halbleiterfläche durch eine Metallfläche, so daß sich ein Metall-Halbleiter-Übergang ergibt. An der Grenzfläche entsteht eine Potentialbarriere, die bei Anlegen einer dem Halbleiter gegenüber positiven Spannung an das Metall verringert wird. Dadurch wird ein Stromfluß ermöglicht, der bei der umgekehrten Polarität durch eine erhöhte Potentialschwelle verhindert wird. Im Durchlaßbetrieb kann der Strom bei gleicher Kontaktfläche gegenüber einer pn-Diode um mehrere Zehnerpotenzen größer sein.

Schottky-Dioden haben in bezug auf Schaltverhalten und Spannungsabfall längs der Diode gegenüber Sperrschicht-Dioden gewisse Vorzüge, da im Gegensatz zur pn-Diode keine Kapazitäten umgeladen werden müssen. Aus diesem Grund eignet sich die Schottky-Diode als schneller Schalter oder Mischer. Als Mikrowellenmischer weist sie sehr gute Mischwirkungsgrade auf und besitzt außerdem ein geringes Rauschen.

Der Spannungsabfall, der bei der pn-Diode bei einem Strom I_D an der Sperrschicht entsteht, ist bei der Schottky-Diode im Durchlaßbereich um ein Vielfaches geringer, so daß sie sehr gut bei höheren Leistungen eingesetzt werden kann.

Schottky-Leistungsdioden sind für Spitzen-Durchlaßströme bis 150 A bei einem Spannungsabfall von ca. 0,8 V und Spitzensperrspannungen bis 60 V erhältlich.

10.8.2.2 Zener-Diode

Wird die Sperrspannung einer Diode überschritten, so setzen Durchbruchmechanismen ein, die den Strom stark anwachsen lassen:

– Lawinendurchbruch, Avalanche-Effekt. Das elektrische Feld in der Sperrschicht führt den Ladungsträgern kinetische Energie zu, die so groß ist, daß durch Stoß weitere frei bewegliche Ladungsträger erzeugt werden. Die Trägervervielfachung, die den Lawinendurchbruch auslöst, tritt allgemein bei Silizium bei Spannungen oberhalb 6 V, bei höheren Temperaturen jedoch erst bei höheren Sperrspannungen auf.

– Zener-Effekt. Das elektrische Feld in der Sperrschicht löst Ladungsträger aus dem Kristallgitter, die damit als freie Träger zur Verfügung stehen. Bis zu einer Sperrspannung von 6 V herrscht dieser Prozeß vor. Bei höheren Temperaturen erniedrigt sich die Durchbruchspannung.

Bei der Zenerdiode wird der Durchbruch in kontrollierter Weise ausgenutzt, um Spannungen bis zu 300 V zu stabilisieren (s. Fig. 10.156). Am Vorwiderstand fällt entsprechend dem vergrößerten Strom im Durchbruch eine größere Spannung ab, so daß U_a nahezu ungeändert bleibt, wenn sich U_e vergrößert.

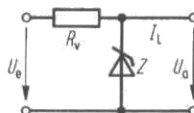
Fig. 10.156

Stabilisierungsschaltung mit Zenerdiode

R_v Vorwiderstand

I_L Laststrom

U_e , U_a Ein- bzw. Ausgangsspannung



Zur Stabilisation höherer Spannungen als 10 V wird empfohlen, mehrere Dioden in Reihe zu schalten, da sich ein günstigerer Temperaturkoeffizient der Gesamtschaltung ergibt.

10.8.2.3 Tunneldiode

Bei der Tunneldiode wird der quantenmechanische Tunneleffekt ausgenutzt, d.h., daß die Ladungsträger eine Potentialbarriere auch dann mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit durchqueren, wenn ihre Energie dafür nicht ausreicht. Dabei hängt die Tunnelwahrscheinlichkeit auch davon ab, ob auf der anderen Seite der Potentialschwelle passende Energiezustände für die Ladungsträger frei sind.

Durch extreme Dotierung des pn-Überganges wird die Raumladungszone der Sperrschicht sehr schmal. Es besteht für die Ladungsträger eine gewisse Tunnelwahrscheinlichkeit durch diese Raumladungszone, wenn der pn-Übergang in Sperrichtung betrieben wird. In diesem Fall sperrt der pn-Übergang wegen der Tunnelung nicht. In Durchlaßrichtung fließt wegen der extrem hohen Raumladungsdichte ebenfalls nur ein Tunnelstrom. Oberhalb einer gewissen Spannung nimmt die Tunnelwahrscheinlichkeit ab weil die Anzahl freier Energiezustände, in die Ladungsträger hineintunneln können, geringer wird. Als Folge davon vermindert sich der Strom. Mit weiter zunehmender Spannung wird dieser Effekt jedoch durch die abnehmende Sperrschichtdicke wieder kompensiert, so daß der Strom nach Überschreiten einer bestimmten Spannung wieder ansteigt.

Die Kennlinie einer Tunneldiode und das Ersatzschaltbild für Wechselstromanwendungen zeigen Fig. 10.157 und Fig. 10.158. Dabei ist $-r$ der negative differentielle Widerstand der Tunneldiode innerhalb des negativen Astes der Kennlinie.

Infolge ihres negativen differentiellen Widerstandes können Tunneldioden eingesetzt werden in Oszillatoren, als Verstärker und als schnelle Schalter. Die Grenzfrequenz wird dabei im wesentlichen allein durch die äußere Beschaltung und die Kapazität der Sperrschicht bestimmt.



Fig. 10.157 Strom-Spannungs-Verlauf einer Tunneldiode (schematisch)

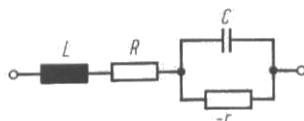


Fig. 10.158 Wechselstromersatzschaltbild einer Tunneldiode

R Bahnwiderstand der Tunneldiode

L , C Induktivität und Kapazität der Tunneldiode

$-r$ negativer differentieller Widerstand abfallende Teil der Kennlinie

10.8.2.4 Kapazitätsdiode

Wird der pn-Übergang in Sperrrichtung mit der Sperrspannung U_s betrieben, so hat die Sperrschicht bei dieser Spannung eine gewisse Breite, in der sich Raumladungen befinden. Bei Änderung der Spannung U_s verändert sich die Ausdehnung der Raumladungszone so daß auch die gesamte Ladung in der Sperrschicht beeinflußt wird. Dieses Verhalten entspricht dem eines Kondensators mit der Kapazität $C_s = Q_s/U_s$. Der in Sperrrichtung betriebene pn-Übergang wirkt grundsätzlich wie eine spannungsabhängige Kapazität. Durch spezielle Herstellungsverfahren gelingt es, die Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität zu verstärken und spezielle Kapazitätsdioden zu fertigen. Derartige Dioden werden auch als Varaktordioden oder parametrische Dioden bezeichnet.

Kapazitätsdioden gestatten die Abstimmung elektrischer Schwingkreise mit Hilfe von Steuerspannungen z.B. beim Aufbau von Phase-Locked-Loop-Schaltungen (PLL) zum Nachziehen freilaufender Oszillatoren auf eine von einem Quarz abgeleitete Referenzfrequenz; weitere Anwendung in parametrischen Verstärkern.

Es sind Kapazitätsverhältnisse von 7 bei 4 GHz und bis zu 12 bei 100 MHz möglich. Das Schaltbild der Kapazitätsdiode zeigt Fig. 10.159.



Fig. 10.159 Schaltbild einer Kapazitätsdiode

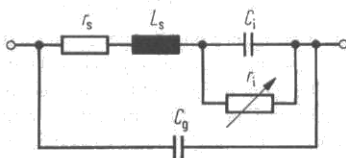


Fig. 10.160 Wechselstromersatzschaltbild einer PIN-Diode

L_s Serieninduktivität

r_s Bahnwiderstand der PIN-Diode

r_i Serienwiderstand der Intrinsic-Schicht

C_i Kapazität der Intrinsic-Schicht

C_g Gehäusekapazität

10.8.2.5 PIN-Diode

Wird der in 10.8.2.1 beschriebene pn-Übergang durch eine Schicht von eigenleitendem (intrinsischem) Material, das ist nichtdotiertes, außerordentlich hochohmiges Material, getrennt, so entsteht die PIN-Diode, deren Eigenschaften speziell im Bereich hoher Frequenzen bis in den GHz-Bereich von Interesse sind. Das eigenleitende i-Material besitzt einen spezifischen Widerstand $\rho \simeq 1\,000\,\Omega\text{cm}$. Bei Betrieb der Diode in Durchlaßrichtung wird das eigenleitende Gebiet durch Injektion mit Ladungsträgern überschwemmt, die dort rekombinieren, da beide Polaritäten vorhanden sind. Es ergibt sich ein geringer Durchlaßwiderstand; in Sperrrichtung tritt dagegen der übliche Sperrwiderstand normaler pn-Dioden in Erscheinung, solange die Dioden mit Gleichspannung oder Wechselspannung geringer Frequenz betrieben werden. Oberhalb einer Grenzfrequenz f_g , für die $f_g = 1/2\pi\tau$ gilt, wenn τ die Lebensdauer der Ladungsträger in der Intrinsic-Schicht ist, verhält sich die PIN-Diode wie ein mit einer Gleichspannung zu steuernder linearer Widerstand. Im Durchlaßbetrieb ergibt sich ein Widerstand von wenigen Ohm im Sperrbereich dagegen von mehreren zehn Kiloohm, so daß sich die PIN-Diode auch als HF-Schalter einsetzen läßt. In einem elektronisch zu regelnden Vierpol kann sie als Amplitudenregler für hohe Frequenzen eingesetzt werden. In dieser Form sind PIN-Dioden als integrierte Bausteine erhältlich.

Das Ersatzschaltbild der PIN-Diode zeigt Fig. 10.160 für Anwendungen im Frequenzbereich $f \gg f_g$. In Sperrrichtung sind die Induktivität L_s und der Serienwiderstand r_s vernachlässigbar. Die Sperrschichtkapazität C_i wird bei Frequenzen oberhalb f_g unabhängig von der Sperrspannung.

10.8.2.6 Thyristor

Durch die Aueinanderfolge zweier pn-Übergänge in der Form pnpn entsteht ein Bauelement mit einer U - I -Kennlinie, die zu einem Teil einen negativen differentiellen Widerstand aufweist, und die in Fig. 10.161 schematisch dargestellt ist. Ein solches Bauelement wird als Thyristor bezeichnet.

Das Zustandekommen der Kennlinie kann erklärt werden durch das Zusammenwirken von zwei pn-Übergängen. Eine gegenüber der n-Schicht (Kathode) positive Spannung an der p-Schicht (Anode) bewirkt zunächst keinen Stromfluß, da der innere np-Übergang für diesen Fall in Sperrrichtung betrieben wird, und sich daher nur der geringe Sperrstrom eines pn-Überganges ergibt (Vorwärts-Sperrkennlinie). Ein Erhöhen der Spannung führt jedoch infolge der Durchbruchmechanismen (s. 10.8.2.2) zum Durchbruch des inneren pn-Überganges und damit zum sprunghaften Anwachsen des Stromes. Es ist nun nur der äußere pn-Übergang wirksam in Durchlaßrichtung, so daß große Ströme fließen können. Bei Umkehr der Spannung ergibt sich die übliche Sperrkennlinie des normalen pn-Überganges.

Wird die innere p-Schicht (Gate) mit einer gegenüber der Kathode positiven Spannung verbunden, so fließt, da der entsprechende pn-Übergang in Durchlaßrichtung betrieben wird, ein Strom, der „Gatestrom“, der zur Folge hat daß der Durchbruch des inneren Überganges bereits bei geringeren Spannungen zwischen Anode und Kathode einsetzt (s. Kurve 2 in Fig. 10.161).

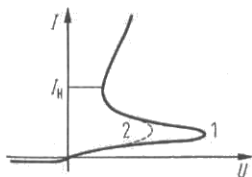


Fig. 10.161 Strom-Spannungs-Verlauf eines Thyristors
1 Gate ohne Strombelastung
2 Gate mit Strom in Durchlaßrichtung belastet
 I_H Haltestrom des Thyristors

Fig. 10.162 Schematischer Aufbau eines TRIAC

Mit Hilfe des Gatestromes wird es möglich, den Stromfluß über die Anode zu verhindern, bis die Anodenspannung einen bestimmten Schwellwert überschritten hat. Mit Hilfe eines Thyristors lassen sich Ströme schalten, er wird daher auch als steuerbarer Gleichrichter bezeichnet. Der Ausschaltzustand kann jedoch nicht mehr durch den Gatestrom beeinflusst werden. Zu diesem Zweck muß die Anodenspannung unter einen bestimmten Wert gesenkt werden, damit der Haltestrom I_H unterschritten wird.

Thyristoren werden eingesetzt als Schalter für hohe Ströme bis zu 2 500 A bei Spannungen bis 1 500 V als Spezialanfertigung, i.allg. für Ströme bis zu 50 A. Mit Hilfe von Phasenanschnittschaltungen ermöglichen Thyristoren auf einfache Weise eine Stromregelung in Wechselstromkreisen.

Für das Schaltverhalten eines Thyristors ist die Freiwerdezeit kennzeichnend. Sie bezeichnet die Zeit, die zwischen dem Sperrzustand und dem geöffneten Zustand vergeht. Sie beträgt, abhängig von der Sperrspannung, ca. 50 μ s, bei Spezialtypen bis zu 150 μ s.

Thyristoren sind empfindlich gegen Spannungsspitzen mit großen Anstiegsgeschwindigkeiten dU/dt . Bei den meisten Typen dürfen Anstiegsgeschwindigkeiten der Sperrspannung von 50 V/ μ s nicht überschritten werden.

Mit einem TRIAC wird der Nachteil des Thyristors, in Wechselstromkreisen Stromfluß nur während der positiven Halbwelle zu ermöglichen, vermieden. Den schematischen Aufbau zeigt Fig. 10.162. Wegen der Wechselstromanwendung verliert die Bezeichnung Kathode ihren Sinn, dennoch wird die dem Gate näher liegende Anode 1 oft auch als Kathode bezeichnet. Diese Elektrode kontaktiert sowohl die p- als auch die n-Schicht, ebenso wie die Hauptelektrode 2 (Main terminal 2, MT2), die „Anode 2“. Die beiden n- bzw. p-Schichten der Hauptelektroden liegen sich jeweils gegenüber. Die n-Zone trennt die beiden

p-Bereiche, die unmittelbar an die n-Bereiche der Hauptelektroden angrenzen. Die Gate-Elektrode verbindet gleichzeitig n- und p-Gebiet. Durch diese Konstruktion wird die Triggerung des Stromes sowohl von positiven als auch negativen Spannungen unabhängig von der Polarität der beiden Hauptelektroden gegeneinander ermöglicht. MT2 ist sehr gut wärmeleitend ausgeführt.

Auf Grund der symmetrischen Konstruktion kann der TRIAC während beider Halbwellen eines Wechselstromes geschaltet werden. Die Kennlinie des Thyristors kann mit entsprechenden Vorzeichen in den 3. Quadranten fortgesetzt werden. Der Ausschaltzustand wird jeweils beim Nulldurchgang der Spannung erreicht, so daß zum erneuten Einschalten eines TRIAC jeweils neu getriggert werden muß. Für die Triggerung am ungünstigsten ist, wenn MT2 negativ, und das Gate positiv gegenüber MT1 sind.

Der TRIAC ist ebenso wie der Thyristor empfindlich gegen steile Spannungsspitzen, wie sie im Netz auftreten können und weist nur geringe Sperrspannungen auf. Besser in dieser Hinsicht ist der Duo-TRIAC, eine Serienschaltung zweier TRIACs mit Sperrspannungen bis zu 1 500 V und Unempfindlichkeit gegenüber schnell ansteigenden Spannungen bis zu 1 000 V/ μ s. Der Strom wird über die beiden Hauptelektroden MT1 geführt, die anderen beiden Hauptelektroden werden auf ein gemeinsames Potential gelegt. Die Zusammenschaltung beider Gates ermöglicht den Stromfluß.

10.8.2.7 Transistoren

Sperrschichttransistor Der Sperrschichttransistor weist eine Dreischichtenfolge unterschiedlich dotierten Materials auf, und zwar als pnp- oder npn-Transistor. Die Funktion ist unabhängig von der Schichtfolge, diese bestimmt lediglich die Polarität der Spannungen an den Elektroden.

Die Funktionsweise ist für beide Transistoren grundsätzlich dieselbe.

Entsprechend Fig. 10.163 ist die mit EB bezeichnete Emitter-Basis-Diode in Durchlaßrichtung, die mit BC bezeichnete Basis-Kollektor-Diode dagegen in Sperrichtung geschaltet. Eine positive Spannung an der Emitter-Basis-Diode bewirkt eine Injektion von Elektronen aus der n-Schicht, dem Emitter, in die außerordentlich dünne p-Schicht der Basis. Auf Grund der an der n-Schicht des Kollektors anliegenden positiven Spannung werden die Elektronen aus der Basisschicht auf den Kollektor beschleunigt, so daß ein Strom im Emitter-Kollektor-Kreis möglich wird. Mit Hilfe der Emitter-Basis-Sperrschichtbreite kann dieser Stromfluß gesteuert werden. Es muß deshalb immer auch ein Basisstrom fließen, d.h. ein Sperrschichttransistor belastet die Signalquelle. Deshalb sind die Eingangswiderstände niedrig.

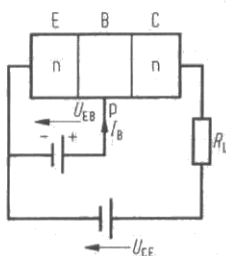


Fig. 10.163
Schaltung eines NPN-Transistor
 U_{EB} Steuerspannung an der Basis
 I_B Basissteuerstrom
 U_{CE} Kollektor-Emitter-Spannung
 R_L Lastwiderstand

Transistoren werden in drei Grundschaltungen betrieben; Basis-, Emitter- oder Kollektorschaltung, wobei die jeweilige Elektrode Bezugspunkt für das Ein- und Ausgangssignal ist. Die jeweiligen Schaltungen werden mit Hilfe von Vierpolparametern beschrieben (s. Datenblätter der Hersteller und Tab. 10.36)

Die Stromverstärkung β (Verhältnis von Ausgangs- zum Eingangsstrom) ist frequenzabhängig und legt damit die obere Frequenzgrenze für Verstärkeranwendungen fest. Es sind Si-Transistoren mit Ausgangsleistungen von 1,2 W bei 4 GHz und 100 W bei 400 MHz erhältlich.

Transistoren in Leistungsstufen müssen ausreichend durch Ventilation oder Montage auf Kühlblechen gekühlt werden. Kühlrippen sollen zur Verbesserung der Wärmeabfuhr durch Kaminwirkung senkrecht gestellt werden. Die maximal zulässige Kollektorverlustleistung wird vom Hersteller angegeben.

Tab. 10.36 Eigenschaften von Transistor-Grundsaltungen

Schaltung	Strom-, verstärkung	Spannungs- verstärkung	Eingangs-,	Ausgangs- impedanz
Emitter-	300	1 000	10 k Ω	10 bis 100 k Ω
Basis-	< 1	1 000	10 bis 100 Ω (das $1/\beta$ -fache der Emitterschaltung)	300 bis 500 k Ω (das β -fache der Emitterschaltung)
Kollektor-	300	< 1	20 bis 500 k Ω $+20 \beta \cdot R_L$	50 Ω bis 1 k Ω R_i/β

β = Stromverstärkung, R_L = Lastwiderstand, R_i = Innenwiderstand der Signalquelle

Ein Darlingtontransistor besteht aus der Zusammenschaltung zweier Transistoren zur Erzielung größerer Strom- und Spannungsverstärkung gemäß Fig. 10.164. Mit Darlingtontransistoren lassen sich gegenwärtig Leistungen bis zu 50 kW schalten. Es sind alle drei Grundsaltungen möglich.

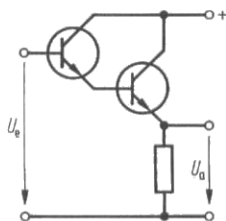


Fig. 10.164 Prinzipschaltung eines Darlington-Transistors
 U_e , U_a Ein- bzw. Ausgangsspannung

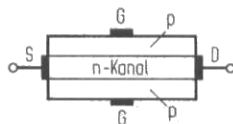


Fig. 10.165 Schematischer Aufbau eines Feldeffekt-Transistors
S Source, G Gate, D Drain, Typ: n-Kanal

Feldeffekttransistor (FET) Beim Feldeffekttransistor wird, anders als beim Sperrschichttransistor, ein n- oder p-leitender Kanal in seiner Leitfähigkeit mit Hilfe eines elektrischen Feldes quer zum Kanal beeinflusst. Die verschiedenen Typen von Feldeffekttransistoren werden nach dem Kanalmaterial und dem Steuermechanismus unterschieden. Sperrschichtfeldeffekttransistoren weisen eine Sperrschicht zum Kanal auf, MOSFET besitzen ein vom Kanal durch eine Oxidschicht isoliertes Gate (s. unten).

Den schematischen Aufbau eines Sperrschicht-Feldeffekttransistors zeigt Fig. 10.165. Die Anschlüsse des Kanals werden mit Source, S, und Drain, D, bezeichnet. Die Stromrichtung durch den Kanal ist vertauschbar. Die Stromleitung erfolgt allein über Material eines Dotierungstyps, so daß der FET auch als unipolarer Transistor bezeichnet wird. Die Kanalleitfähigkeit wird mit dem Gate gesteuert, an das eine Steuerspannung gegenüber Source angelegt werden kann.

Der Strom wird beim Sperrschicht-FET mit Hilfe eines pn-Überganges gesteuert. Aus diesem Grund wird auch der Name J(unction)FET verwendet. Bei Anlegen einer gegenüber Source negativen Spannung an das Gate wird die Sperrschicht in Sperrichtung belastet, dehnt sich daher in den n-leitenden Kanal aus. Im Kanal kommt es zu einer Ladungsträgerverarmung (Depletion), die den Stromfluß verringert. Ohne Gatespannung ist der JFET geöffnet, sein Zustand ist dann „normally on“. Bei einer bestimmten Gatespannung kommt es zur Abschnürung des Kanals (pinch off) in diesem Zustand ist der Transistor gesperrt, es fließen nur noch geringe Restströme. JFET sind sowohl n- als auch p-leitend i.allg. vom Depletionstyp.

Ein MOSFET besitzt keine Sperrschicht, das metallische Gate ist durch eine Oxidschicht vom Halbleiterkanal isoliert. Derartige FET werden auch als IGFET bezeichnet. Das elektrische Feld, das von der Steuerspannung U_{GS} erzeugt wird, steuert die Leitfähigkeit durch Ladungsinfluenz. Es sind die folgenden Zustände für den n-Kanal MOSFET möglich:

- Mit $U_{GS} < 0$ werden mobile positive Ladungen (Löcher) an der Oberfläche, direkt unter dem Gate, angereichert, die aus dem p-leitenden Substrat stammen. Die hochdotierten n-leitenden Anschlüsse für Source und Drain bilden mit dem Substrat eine Sperrschicht, so daß kein Strom fließen kann. Ohne Gatespannung ist der Transistor i.allg. gesperrt, da kein leitender Kanal ausgebildet ist („normally off“).
- Mit $U_{GS} > 0$ werden unter dem Gate negative Ladungen influenziert, die zunächst mit den vorhandenen Löchern rekombinieren. Bei Steigerung der Gatespannung werden zusätzliche Elektronen influenziert, bis die Zahl der positiven und negativen Ladungen gleich groß ist (Intrinsic-Bereich).
- Wird die Gatespannung noch weiter gesteigert, so findet unter dem Gate eine Inversion des Ladungsträgerzustandes statt, es sind mehr Elektronen als Löcher vorhanden. Die n-leitenden Source- und Drainanschlüsse sind durch einen n-leitenden Kanal verbunden, es kann ein Strom fließen. Der Strom setzt bei einer gewissen Vorspannung U_T ein, der Threshold-Spannung. Transistoren dieser Art werden wegen der Anreicherung von Ladungsträgern als Enhancemententypen bezeichnet.

MOSFET werden als p- und n-Kanal und vom Depletion- oder Enhancemententyp gefertigt. Der wesentliche Vorteil von MOSFET gegenüber JFET liegt in einem erhöhten Eingangswiderstand (bis zu $10^{12} \Omega$). Demgegenüber steht jedoch ein erhöhtes Rauschen insbesondere im Gebiet niedriger Frequenzen, wo das $1/f$ -Rauschen oder Flickernoise, das thermische Rauschen um ein Vielfaches übertreffen kann.

Die Handhabung von MOS-Transistoren erfordert besondere Schutzmaßnahmen zur Ableitung hoher Spannungen vom Gate. Infolge der dünnen Oxidschicht sind bei geringen Spannungen bereits geringe elektrische Feldstärken ausreichend, um einen Durchschlag zwischen dem Gate und Substrat zu verursachen.

Eine Spezialbauform eines MOSFET ist der VMOSFET mit einer vertikalen Schichtstruktur. Mit dieser Struktur die in Fig. 10.166 dargestellt ist, gelingt es, einige Nachteile des zuvor beschriebenen MOSFET mit lateraler Struktur, hinsichtlich des Schaltverhaltens und des ON-Widerstandes, zu vermeiden. Die Verbesserungen ergeben sich durch geringeren Flächenbedarf der Struktur und der erzielbaren Re-

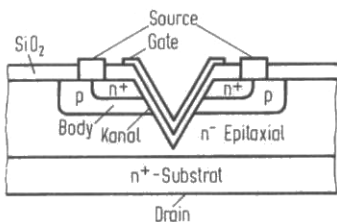


Fig. 10.166
Schichtstruktur eines V-MOS

produzierbarkeit der Transistoreigenschaften durch den Diffusionsmechanismus bei der Herstellung. So werden die Kapazitäten, die die Grenzfrequenz beeinflussen, erniedrigt, und damit wird das HF-Verhalten entscheidend verbessert. Zusätzlich besitzt der ON-Widerstand eines VMOS einen positiven Temperaturkoeffizienten, so daß sich der Drainstrom mit zunehmender Temperatur infolge steigender Belastung wieder erniedrigt. Trotz dieser Eigenschaft ist für ausreichende Kühlung zu sorgen. VMOS-Transistoren werden als Leistungstransistoren eingesetzt. Sie können ohne weiteres parallel geschaltet werden, da sich der Drainstrom im Gegensatz zu bipolaren Transistoren gleichmäßig auf die verschiedenen Transistoren verteilt.

Es sind VMOS-Leistungstransistoren mit Sperrspannungen bis 1000 V und ON-Widerständen von ca. 30 m Ω im Handel.

10.8.3 Optoelektronische Bauelemente (s. auch 6.2.3.3)

10.8.3.1 Photowiderstand

Photowiderstände bestehen aus Halbleitermaterial, vorwiegend CdS, ZnS, PbS, und besitzen im abgedunkelten Zustand einen Widerstand bis zu $10^6 \Omega$. Durch Bestrahlung werden infolge des inneren photoelektrischen Effektes Ladungsträger frei, die den Widerstand bei Bestrahlung um mehrere Zehnerpotenzen auf Werte zwischen 50 bis 400Ω senken. Die spektrale Empfindlichkeit ist materialabhängig, bei den im Handel erhältlichen Widerständen ist die Empfindlichkeit bei Wellenlängen um 600 nm am größten. Die erzeugten Ladungsträger besitzen auch nach beendeter Bestrahlung eine gewisse Lebensdauer τ , die dazu führt, daß Photowiderstände erst ca. 30 min nach Beginn der Abdunkelung ihren maximalen Dunkelwiderstand annehmen. Im Impulsbetrieb reagieren Photowiderstände dadurch mit einer Trägheit, die zu Impulsverformungen führen kann.

Photowiderstände sind unabhängig von der Stromrichtung, und können daher auch mit Wechselspannung betrieben werden. Die zulässige maximale Verlustleistung beträgt ca. 200 mW bei maximalen Spannungen bis zu 300 V.

Der Temperaturkoeffizient $\alpha = 1/R_E \cdot dR/dT$ ist negativ und hat Werte von -2 bis $-5 \cdot 10^{-3} \text{ 1/K}$. Dabei ist R_E der Widerstand bei einer bestimmten Beleuchtungsstärke E .

10.8.3.2 Photoelement

Das Photoelement ist ähnlich wie die in 10.8.2.1 beschriebene Sperrschichtdiode aufgebaut. Es wird vorwiegend aus Silizium hergestellt. Dabei wird monokristallines Silizium hoher Reinheit, polykristallines und amorphes Silizium verwendet. Ein n-dotierter Si-Kristall wird durch Diffusion mit einer 1 bis 2 μm dicken p-Schicht versehen, die gleichzeitig als lichtabsorbierende Fläche wirkt. Sie sollte daher möglichst groß sein.

Ebenso wie die in 10.8.2.5 beschriebene PIN-Diode ist das PIN-Photoelement aufgebaut. In der Sperrschicht absorbierte Photonen erzeugen infolge des photoelektrischen Effektes Ladungsträgerpaare, die durch das in der Sperrschicht herrschende elektrische Feld getrennt werden. Auf diese Weise ergibt sich zwischen den Kontakten des p- und n-Materials eine Spannung, die bei großen Bestrahlungsstärken einen Grenzwert von z.B. 400 bis 600 mV erreicht. Der Kurzschlußstrom eines Photoelementes hängt von der Größe der bestrahlten Fläche ab. Er ist für nicht zu große Bestrahlungsstärken proportional zur eingestrahlten Leistung.

Die Kapazität des Photoelementes nimmt entsprechend der Größe der Sperrschichtfläche Werte bis zu 20 nF an, die maximal zulässige Sperrspannung von Photoelementen liegt bei 1 V, so daß bei Reihenschaltung solcher Elemente auf die gleichmäßige Beleuchtung zu achten ist. Ist das nicht der Fall kann leicht die zulässige Sperrspannung eines Elementes überschritten werden. Die maximale spektrale Empfindlichkeit handelsüblicher Si-Photoelemente liegt bei ca. 850 nm (s.a. Fig 10.167).

Fig. 10.167

Schaltzeichen eines Photoelementes



Solarelemente sind Photoelemente, die jedoch i.allg. eine n-Schicht auf p-Material aufweisen. Sie sind kreisförmig geschnitten, die n-Schicht wird kammartig kontaktiert. Zur Erzielung großer Spannungen müssen mehrere Elemente in Reihe geschaltet werden, da das einzelne Element bei voller Sonnenbestrahlung nur eine Spannung von ca. 0,55 V ergibt. Die Zusammenschaltung mehrerer Elemente wird auch als Solarbatterie bezeichnet. Es ist wiederum darauf zu achten, daß alle Elemente gleichmäßig bestrahlt werden. Um Schäden zu verhindern, kann jedes Element mit einer antiparallel geschalteten Schutzdiode versehen werden.

10.8.3.3 Photodiode

Die Photodiode unterscheidet sich in ihrem Aufbau nicht vom Photoelement, da auch sie eine pn-Schicht aufweist. Im Gegensatz zum Photoelement wird die Photodiode jedoch mit einer äußeren in Sperrichtung angelegten, Spannung betrieben. Die Si-Photodiode hat ebenso wie die Ge-Photodiode ihre maximale spektrale Empfindlichkeit im Infrarotgebiet bei ca. $0,8\text{ }\mu\text{m}$ bzw. $1,5\text{ }\mu\text{m}$.

Zur Verbesserung der Lichtempfindlichkeit besitzen Photodioden i.allg. eine Eintrittslinse, dabei muß der Strahl jedoch genau justiert werden.

Im Gegensatz zum Photowiderstand sind hier die Ladungen in einer Sperrschicht getrennt. Das führt zu einer geringen Trägheit bei schnellen Änderungen der Bestrahlungsstärke. Die Anstiegszeiten liegen bei wenigen μs . Für Photodioden wird eine maximale Verlustleistung von $0,3\text{ W}$ angegeben.

Die PIN-Photodiode hat ebenso wie die PIN-Diode (s. 10.8.2.5) zwischen p- und n-Schicht eine eigenleitende (intrinsische) Schicht, die das Impulsverhalten und die Empfindlichkeit entscheidend verbessert. Die Schaltzeiten liegen zwischen 2 und 5 ns, so daß die PIN-Photodiode z.B. für Infrarotfernsteuerungen als Detektor eingesetzt werden kann. Die Kapazität beträgt trotz großer Beleuchtungsfläche nur einige zehn pF. PIN-Photodioden werden mit großen Lastwiderständen bei niedrigen Spannungen betrieben.

Avalanche-Photodioden werden in der Nähe der Durchbruchspannung betrieben. Sie zeigen dort eine innere Photostromverstärkung, weil die Ladungsträgermultiplikationseffekte (s. 10.8.2.2) durch geringe Stromänderungen in Gang gesetzt werden. Dadurch ist die Avalanche-Diode gegenüber anderen Photodioden erheblich empfindlicher. Avalanche-Photodioden werden bevorzugt eingesetzt zur Detektion modulierten Lichtes bei Frequenzen oberhalb von 1 MHz, da die Nachweisempfindlichkeit von PIN-Photodioden bei hohen Frequenzen durch das thermische Rauschen des Lastwiderstandes begrenzt ist. Dies wird bei der Avalanche-Photodiode durch die interne Verstärkung überwunden. Es lassen sich Verstärkungs-Bandbreite Produkte (s. 10.8.4.1) von 50 GHz bis zu Frequenzen von 400 GHz erzielen.

10.8.3.4 Phototransistor

Der Phototransistor ist wie der übliche Transistor wiederum aus einer Dreischichtenfolge halbleitenden Materials aufgebaut, besitzt jedoch, genau wie die Photodiode eine strahlungsabsorbierende Kontaktfläche. Diese ist zum Zweck besserer Strahlungsausbeute i.allg. mit einer strahlungsbündelnden Linse versehen. Beim Betrieb eines Phototransistors wird die Basis, außer zu Steuerzwecken, nicht angeschlossen, so daß ohne Licht ein geringer Kollektorreststrom I_{CEO} fließt. Bei Absorption von Photonen in der Basis-Kollektor-Sperrschicht wird I_{CEO} vergrößert. Der Dunkelstrom hängt von der Kollektorspannung und der Temperatur ab, er liegt bei Raumtemperatur zwischen 10 und 100 nA. Der Hellstrom beträgt, je nach Empfindlichkeitsgruppe (A, B, C, D) bis zu 2 mA.

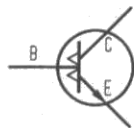


Fig. 10.168
Schaltzeichen eines Fototransistors

Die Empfindlichkeit eines Phototransistors ist bis zu 700mal höher als die von Fotodioden, jedoch ist die Grenzfrequenz weitaus geringer. Die Schaltzeiten lassen sich mit Hilfe eines Basis-Emitter-Widerstandes beeinflussen. Eine Basisvorspannung kann den Transistor sperren.

Die spektrale Empfindlichkeit entspricht der der Photodiode aus Silizium oder Germanium.

Der Photo-Darlingtontransistor entspricht dem Darlingtontransistor aus 10.8.2.7. Die Verstärkung gegenüber dem Einzeltransistor ist vergrößert, die Grenzfrequenz dagegen verringert (s.a. Fig. 10.168).

10.8.3.5 Lumineszenz-Diode (Emitter-Diode, LED)

Lumineszenz- oder Emitter-Dioden sind in der Lage Strahlung, die in einer Sperrschicht erzeugt wird, sowohl im sichtbaren als auch im Infrarotbereich auszusenden. Der pn-Übergang wird dabei in Durchlaßrichtung betrieben. Die Wellenlänge der Strahlung wird ganz wesentlich durch das Halbleitermaterial, aber auch durch die Dotierung beeinflusst. Auf diese Weise ist die abgestrahlte Energie $E = h \cdot \nu$ materialabhängig. Ausgangsmaterialien für Emitter-Dioden sind überwiegend die III-V-Verbindungen, nämlich GaAs, GaAlAs, GaAsP, GaP, InGaAsP (s. auch 8.6.5).

GaAs liefert eine Strahlung im Infraroten (Maximum bei Wellenlängen λ von 0,9 μm bis 1 μm), die Mischkristalle im sichtbaren Bereich des Spektrums.

Der Strom, der über den pn-Übergang in Durchlaßrichtung fließt, verringert die Breite der Sperrschicht; die Emission kommt dadurch zustande, daß die Ladungsträger des p-Gebietes (Löcher) mit denen des n-Gebietes (Elektronen) strahlend rekombinieren. Der energetische Abstand zwischen Valenz- und Leitungsabsstand bestimmt die Wellenlänge der Strahlung.

Infolge verschiedenartiger Technologien bei der Herstellung des pn-Überganges (Mesatechnik, Planartechnik, Flüssigphasenepitaxie) verhalten sich die Emitter-Dioden unterschiedlich in bezug auf Strahlungsemission und Reaktionszeit. So haben Zn-diffundierte Infrarot-Dioden eine geringe Strahlungsleistung von etwa 0,5 bis 2 mW und kurze Reaktionszeiten bis 10 ns. Siliziumdotierte Dioden besitzen dagegen eine Strahlungsleistung bis zu 15 mW bei Reaktionszeiten bis zu mehreren hundert Nanosekunden.

Lumineszenzdioden im sichtbaren Bereich werden für spektrale Bereiche von Rot ($\lambda = 0,65 \mu\text{m}$) bis Grün ($\lambda = 0,56 \mu\text{m}$) hergestellt. Blau emittierende LED's sind in vergleichbarer Qualität noch nicht erhältlich; GaN und SiC liefern Emissionsmaxima bis hinunter zu $\lambda \leq 0,5 \mu\text{m}$.

Die Strahlungsausbeute von Lumineszenzdioden als Verhältnis der Strahlungsleistung zur aufgenommenen elektrischen Leistung beträgt zwischen 0,1 und 5%, weil infolge Totalreflexion von Strahlung an den Kristallgrenzflächen von der emittierten Strahlung nur ein Bruchteil als Nutzstrahlung zur Verfügung steht.

Emitter-Dioden werden wegen ihrer geringen Abmessungen hauptsächlich als Zustandsanzeigen in elektronischen Baugruppen, in Ziffernanzeigen, Lichtschranken, Skalen und Optokopplern verwendet.

Da LED im Durchlaßbetrieb arbeiten, müssen sie mit einem strombegrenzenden Widerstand betrieben werden, denn ein Betriebsstrom von 50 mA für den sichtbaren Bereich und 100 mA für den Infrarotbereich soll nicht überschritten werden. Die Spannung an der Diode beträgt zwischen 1,2 bis 1,5 V für IR-Dioden und 2 bis 2,8 V für die grünleuchtenden Dioden.

Lumineszenzdioden sind ohne besondere Maßnahmen in Reihe zu schalten, bei der Parallelschaltung ist bei unterschiedlichen Dioden die Zerstörung einer Diode möglich. Ebenso ist der Betrieb an Wechselspannung möglich, wenn dafür gesorgt wird, daß die negative Halbwelle die Sperrspannung von 0,6 V nicht überschreitet. Dies kann zum Beispiel durch eine antiparallel geschaltete Luminiszenzdioden gleicher Bauart geschehen.

Siebensegment-Anzeigen bestehen aus einer Zusammenschaltung von sieben einzeln ansteuerbaren Emitter-Dioden in Form einer Acht. Diese können mit Hilfe logischer Bausteine zur Darstellung der Zahlen von Null bis Neun und einiger Sonderzeichen angesteuert werden (Farben wie bei Einzeldioden).

Die 5×7 -Punktmatrix besteht aus sieben LED-Zeilen zu je fünf LED-Spalten zur Darstellung von Ziffern und Großbuchstaben. Die Erweiterung zur 7×9 -Punktmatrix ermöglicht die Anzeige auch von Kleinbuchstaben und Sonderzeichen.

10.8.3.6 Optokoppler

Der Optokoppler integriert den Strahler, i.allg. eine GaAs-Leuchtdiode (s.o.) und den Empfänger, in den meisten Fällen ein npn-Si-Phototransistor in einem Baustein zwecks galvanischer Trennung verschiedener digitaler oder analoger Bauteile. Es gelingt damit, undefinierte Erdungsverhältnisse zu vermeiden

und daraus resultierende Störungen in Digitalschaltungen zu verhindern. Es können Isolationsspannungen zwischen dem Emitter und Empfänger bis 5 kV erreicht werden.

Koppelemente werden durch die Angabe des Koppelfaktors gekennzeichnet (Verhältnis des Stromes I_D durch die Lumineszenz-Diode des Emitters zum Strom I_R des Empfängers; Current Transfer Ratio, $CTR = I_R/I_D$). Um dieses Verhältnis groß zu machen, muß das gesamte emittierte Licht möglichst vollständig vom Photoempfänger aufgenommen werden. Dazu wird das Bauelement verkapselt.

Der Koppelfaktor hat, abhängig vom verwendeten Empfänger, Werte von $2 \cdot 10^{-3}$ für Photodioden, 0,1 bis 1 für einfache Phototransistoren wegen der Stromverstärkung von Transistoren und 2 bis 20 für Darlington-Photoempfänger.

Für die Übertragung analoger Signale soll die Übertragungskennlinie linear sein. Dies kann durch geeignete Wahl des LED-Stromes und durch schaltungstechnische Maßnahmen erreicht werden. In digitalen Systemen ist dagegen die Linearität von untergeordneter Bedeutung, da es nur auf zwei Zustände des Systems, High(H)-Level oder Low(L)-Level ankommt.

Die Schaltzeiten von Optokopplern liegen bei mehreren Mikrosekunden, sie werden hauptsächlich durch den verwendeten Empfänger bestimmt, da die Reaktionszeiten der LED wesentlich geringer sind als die der Empfänger.

Schaltungen von Optokopplern zeigt Fig. 10.169.

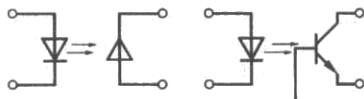


Fig. 10.169
Schaltzeichen eines Optokopplers

10.8.3.7 Diodenlaser

Der Diodenlaser zählt neben der Lumineszenzdiode ebenfalls zu den lichtemittierenden Bauteilen. Diodenlaser weisen für bestimmte Anwendungen Vorteile gegenüber Gaslasern auf. Zu den Vorteilen gehören eine geringe Betriebsspannung, kleine Bauteilgröße, hochspannungsfreier Betrieb, geringe Kosten und hohe Lichtausbeute. Diodenlaser werden derzeit aus Heterostrukturen in der Form des Doppelheterostrukturlasers hergestellt. Heterostrukturen kennzeichnen eine Halbleiterschichtenfolge der III-V- bzw. II-VI-Halbleiter, in die Metalle wie beispielsweise Aluminium, Phosphor, Cadmium oder Zinn mit dem Ziel einer Aufeinanderfolge unterschiedlicher Bandabstände der Schichtfolge eingebaut werden. Die am weitest verbreitete Heterostruktur stellt die Schichtenfolge $\text{GaAs-Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As-GaAs}$ ($0 \leq x \leq 1$) dar. Der Wert von x liegt im allg. bei etwa 0,3 und bestimmt den Aluminiumanteil im GaAs. Die Zusammensetzung beeinflusst den Bandabstand und auf diese Weise die emittierte Wellenlänge. Ein GaAs/GaAlAs -Diodenlaser emittiert Licht im Wellenlängenbereich zwischen 750 nm und 900 nm. Infolge der Temperaturabhängigkeit der Bandabstände zeigt die Emissionswellenlänge im allg. eine Abhängigkeit von der Temperatur, die jedoch beim GaAs/GaAlAs -Typ am geringsten ausfällt. Im kontinuierlichen Betrieb vermag der Diodenlaser eine Leistung von 1 bis 40 mW abzugeben, benötigt eine Stromstärke von ca. 10 bis 500 mA bei einer Spannung von 2 V und besitzt unter diesen Bedingungen eine Lebensdauer von 10^4 bis 10^7 Stunden.

Der Aufbau eines Doppelheterostruktur-Diodenlasers erfordert zunächst die Verfügbarkeit von n- und p-leitenden Materialien zur Herstellung einer pn-Diode, die in Vorwärtsrichtung betrieben wird. Das Schema eines Doppelheterostrukturlasers am Beispiel des GaAs/GaAlAs -Typs zeigt Fig. 10.170. Auf ein n-leitendes GaAs-Substrat wird zunächst eine n-leitende $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$ -Schicht aufgebracht. Alle erforderlichen Schichten werden mit Hilfe von Flüssigphasenepitaxie gewachsen. Darauf schließt sich die für den Laserbetrieb aktive p-leitende $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$ -Schicht ($x < z$) an, auf die wiederum eine p-leitende $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$ -Schicht folgt. Zur Kontaktierung wird eine weitere p-dotierte GaAs-Schicht aufgebracht, da GaAlAs zu schlechten Kontaktwiderständen führt. Die aktive Schicht befindet sich zwischen zwei

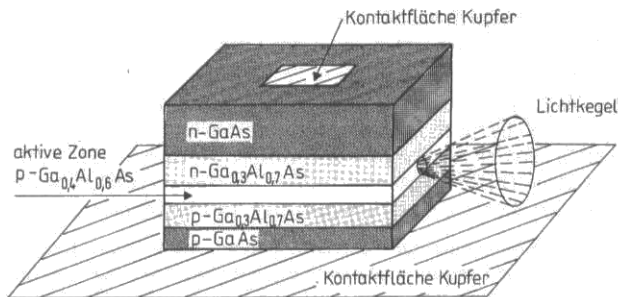


Fig. 10.170
Schema eines Diodenlasers

GaAlAs-Schichten größeren Bandabstandes, womit erreicht wird, daß Licht infolge des kleineren Brechungsindex der Nachbarschichten nur in der aktiven Zone geführt wird. In dieser Schicht erfolgt die notwendige Besetzungsinversion durch Minoritätsträgerinjektion aus dem n-leitenden Material der Nachbarschaft. Die für die Laseraktion notwendigen Lichtspiegel werden durch die seitlichen Oberflächen des Kristalls, die durch Spaltung entstehen, gebildet.

10.8.4 Integrierte Schaltkreise (IC)

10.8.4.1 Operationsverstärker

Mit dem Begriff Operationsverstärker (Op-Amp) werden auf einem Halbleiterchip monolithisch integrierte Verstärkerschaltungen bezeichnet. Es werden im wesentlichen drei Baugruppen unterschieden:

Eingangsdifferenzverstärker

Zwischenverstärker

Ausgangsverstärker

Das Schaltbild eines Operationsverstärkers zeigt Fig. 10.171. Die Stromversorgung wird üblicherweise nicht gezeichnet. Sie ist i.allg. symmetrisch in bezug auf den Ausgang und liegt zwischen ± 4 und ± 20 V.

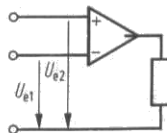


Fig. 10.171
Schaltbild eines Operationsverstärkers
 U_{e1} , U_{e2} Eingangsspannung am invertierenden (-)
bzw. nichtinvertierenden (+) Eingang

Die beiden Eingänge werden als invertierender (-) und nichtinvertierender (+) bezeichnet. Ein Signal am invertierenden Eingang erscheint am Ausgang in seiner Phase um 180° gedreht, für nichtinvertierenden Eingang hat das Ausgangssignal keine Phasendrehung. Werden beide Eingänge auf den Bezugspunkt der Versorgungsspannung gelegt, so sollte auch die Ausgangsspannung verschwinden. Dies ist jedoch wegen unterschiedlicher Eingangsströme i.allg. nicht der Fall, so daß am Ausgang des Verstärkers eine Spannung erscheint, die durch eine vom Hersteller angegebene Kompensationsschaltung beseitigt werden muß. Wenn dann $U_a = 0$ ist, weisen die beiden Eingangsspannungen intern eine von Null verschiedene Differenz, den Offset, auf. Diese Offsetspannung hat einen Temperaturkoeffizienten, der von der Technologie der Herstellung der Eingangsstufen abhängig ist. Er kann für bipolare Transistoren ca. $0,5 \mu\text{V/K}$, mit MOSFET-Eingängen 10 bis $30 \mu\text{V/K}$ bei Offsetspannungen von 20 bis $100 \mu\text{V}$ bzw. 1 bis 5 mV betragen. Durch verbesserte Herstellungsmethoden gelingt es, einen Temperaturkoeffizienten von weniger als $2 \mu\text{V/K}$ zu erreichen. Eine weitere entscheidende Verringerung der Drift gelingt mit einem

zusätzlich integrierten Nullverstärker, der die Spannung an den Eingängen mißt. Der Temperaturkoeffizient kann so auf $0,01 \mu\text{V/K}$ bei einem Offset von $1 \mu\text{V}$ gesenkt werden (Schaltung nach Angaben des Herstellers).

Bei Gleichaktansteuerung beider Eingänge soll die Ausgangsspannung U_a ebenfalls verschwinden. Es ergibt sich aber auch in diesem Fall eine Ausgangsspannung, die durch herstellungsbedingte Unsymmetrien hervorgerufen wird. Die Gleichaktunterdrückung CMRR (common mode rejection ratio) gibt an, welche Differenzspannung an den Eingängen erforderlich ist, um die Wirkung der ansteuernden Gleichaktspannung U_g zu kompensieren. Das Verhältnis dieser Spannungen beträgt 10^4 bis $3 \cdot 10^5$.

Die Verstärkung eines Operationsverstärkers wird im wesentlichen durch die Zwischenverstärkerstufen bestimmt. Die Leerlaufverstärkung (open-loop-gain) eines Op-Amp erreicht Werte bis $100\,000$, was in der Praxis jedoch oft zu Schwingungen führt, so daß die Gesamtverstärkung durch Gegenkopplung herabgesetzt werden muß. Das geschieht durch geeignete Rückführung des Ausgangssignales auf den invertierenden Eingang. Dadurch wird gleichzeitig die Linearität der Übertragungskennlinie verbessert und die Bandbreite vergrößert. Das Verhältnis der Leerlaufverstärkung v zur Verstärkung v' bei Gegenkopplung wird als Schleifenverstärkung $g = v/v'$ bezeichnet. Die Bandbreite B' bei Gegenkopplung ist proportional zur Schleifenverstärkung: $B' = B \cdot g$, wenn B die Leerlaufbandbreite ist. Dann ist: $B'v' = B \cdot v = \text{const.}$

Das Produkt $B \cdot v$ wird als Verstärkungsbandbreitenprodukt bezeichnet und in den Datenblättern von Op-Amp angegeben. Wegen der Gleichspannungskopplung ist die untere Grenzfrequenz $f_u = 0 \text{ Hz}$. Die obere Grenzfrequenz ergibt sich aus der Slew-Rate, das ist die maximale Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung: dU_a/dt . Für typische Operationsverstärker liegt sie gegenwärtig zwischen 5 und $60 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Der Ausgangswiderstand von Operationsverstärkern ist niederohmig zwischen 50Ω und $5 \text{ k}\Omega$. Er hat nur geringen Einfluß auf die Gesamtverstärkung, die durch die Gegenkopplung eingestellt wird. I. allg. sind die Ausgänge kurzschlußsicher, sofern der Hersteller nichts anderes angibt.

Durch die externen Beschaltungsmöglichkeiten lassen sich Operationsverstärker einsetzen in Verstärkern, Integratoren, Differentiatoren, PID-Reglern, aktiven Filtern, Konstant-Strom- und Spannungsquellen, als Addierer, Subtrahierer oder Komparator (s. 10.1).

Operationsverstärker weisen ein von der Herstellungstechnik abhängiges sehr verschiedenartiges Rauschverhalten auf. So zeigen Bipolartransistoreingänge ein geringeres Rauschen als Sperrschicht-FET-Eingänge. Das Rauschen kann durch geeignete Wahl des Quellwiderstandes minimal gemacht werden. Im Bereich niedriger Frequenzen bis 10 kHz tritt das Funkel- oder $1/f$ Rauschen auf, was bei der Anwendung von Operationsverstärkern als Meßverstärker speziell bei Gleichspannungskopplung von besonderem Interesse sein kann.

Bei programmierbaren Operationsverstärkern kann das Rauschverhalten bei speziellen Anwendungen optimiert werden. Dazu wird über einen zusätzlichen Programmiereingang ein Strom in die Ausgangsstufe eingepreßt. Mit zunehmendem Programmierstrom geht die effektive Rauschspannung mit der Wurzel aus der Bandbreite zurück, und die Slew-Rate steigt.

10.8.4.2 Logische Schaltungen

Diese Schaltungen haben die Aufgabe logische Verknüpfungen wie sie in der Digitaltechnik auftreten elektronisch zu realisieren (s. 10.2). Dabei sind nur zwei Zustände von Interesse, die als 1 oder High (H) und 0 oder Low (L) bezeichnet werden. Die elektronische Darstellung dieser Zustände wird mit Hilfe von Gattern durch Schaltkreisfamilien erreicht, von denen nachstehend die beiden wichtigsten Vertreter beschrieben werden.

Transistor-Transistor-Logik (TTL) Die TTL-Technik verwendet bipolare Transistoren mit Multiemitterstruktur. Die Versorgungsspannung beträgt typisch 5 V . Der 1- oder H-Pegel entspricht Spannungen größer 2 V , der 0- oder L-Pegel wird bei Spannungen kleiner $0,8 \text{ V}$ angenommen. In diesem Fall wird

von positiver Logik gesprochen. Zur Darstellung der logischen Funktionen UND, ODER und deren Inversion als NAND, NOR wird der Eingangstransistor der Schaltung durch entsprechende Potentiale an seinen Emittern gesperrt oder geöffnet. Ein typisches Beispiel einer NAND-Schaltung zeigt Fig. 10.172. Das Gatter hat solange einen H-Pegel am Ausgang, bis beide Eingänge gleichzeitig auf H-Potential sind. In diesem Fall fließt der Strom I_{B1} über die Basis-Kollektor-Diode von T_1 nach T_2 und der Transistor T_2 öffnet, so daß U_a nach L geht. Befindet sich einer der beiden Eingangsemitter auf L-Potential, so fließt der Basisstrom I_{B1} über den entsprechenden Emitter, so daß der Strom I_{B2} nicht mehr ausreicht, den Transistor T_2 offen zu halten.

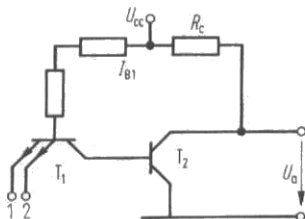
Fig. 10.172

NAND-Schaltung mit einem Multiemittertransistor

bestehend aus T_1 und einem Transistor T_2

1, 2 Vergleichseingänge der Schaltung

U_a Ausgangsspannung der Schaltung



Diese Schaltung, die das Prinzip zeigt, wird in abgewandelter Form ausgeführt, um die Schaltzeiten oder Durchlaufverzögerungen durch das Gatter klein zu halten und größere Ausgangsbelastungen zu ermöglichen. Da i.allg. nur Bausteine einer Familie zusammengeschaltet werden und die Eingangsströme der verschiedenen Gatter nahezu gleich sind, kann eine normierte Belastung, das Fan-Out, angegeben werden, die angibt wieviele nachfolgende Eingänge einen Gatterausgang maximal belasten können. Fan-Out = 10 bedeutet die Belastbarkeit des Ausgangs mit 10 Eingängen folgender Gatter der gleichen Familie. Entsprechendes gilt für die Eingangsbelastung eines Gatters, die durch das maximale Fan-In angegeben wird.

Die Reaktionsgeschwindigkeit einer TTL-Schaltung hängt davon ab, in welchem Maß die Transistoren in die Sättigung getrieben werden. Bei der Umschaltung müssen in der Sperrschicht Ladungen umgeladen werden, ein Vorgang der um so mehr Zeit beansprucht, je weiter der Transistor in der Sättigung ist. Mit parallel zur Basis-Kollektor-Diode geschalteter Schottky-Diode (s. 10.1.2.1) gelingt es, die Sättigung der Transistoren zu vermeiden da die Schottky-Dioden eine Spannungsgegenkopplung bewirken. Diese als Schottky-TTL bezeichneten Schaltungen weisen Gatterdurchlaufzeiten von ca. 3 ns im Gegensatz zu etwa 10 ns üblicher Standard-TTL-Schaltungen auf.

Eine weitere Verringerung der Schaltzeiten gelingt mit Hilfe der Emittterkopplung der Transistoren. Diese als ECL (emitter coupled logic) bezeichnete Logik verwendet i.allg. keine Multiemittertransistoren, sondern Einzeltransistoren die mit ihren Emittern verbunden sind. Das Eingangssignal wird an die Basis des zu schaltenden Transistors gelegt. Mit der ECL-Schaltung lassen sich Schaltzeiten von einigen 100 ps bis zu 1 ns verwirklichen. So haben Frequenzteiler für digitale Zähler im Bereich 50 bis 500 MHz ECL-Eingänge, da Standard-TTL Für Frequenzteiler nur bis etwa 10 MHz geeignet ist.

Bei der Anwendung logischer IC ist darauf zu achten, daß Störungen (Spikes), auf den Leitungen, die durch die Umschaltvorgänge der Gatter selbst bedingt sein und große Anstiegszeiten haben können, nicht von der Schaltung ausgewertet werden und so zu einer Fehlfunktion führen. Eine wichtige Maßnahme um derartige Störungen zu vermeiden, ist die Verbesserung des Störabstandes der beiden logischen Pegel. Bei Standard-TTL-Schaltungen darf der L-Pegel Werte zwischen 0 und 1 V betragen für den H-Pegel sind es 2 bis 5 V. Diese als Störspannungsabstand bezeichneten Werte sind durch die Versorgungsspannung der Transistoren bedingt und kennzeichnen den Bereich der Pegel, indem sich der logische Zustand des Ausgangs nicht ändert. Höhere Störabstände sind mit der langsamen störsicheren Logik LSL oder auch HNIL (high noise immunity logic) möglich, da einerseits eine Zenerdiode in den Eingang geschaltet und andererseits die Versorgungsspannung auf 12 bis 15 V erhöht wird. Dies hat jedoch zur Folge, daß sich die Gatterdurchlaufzeiten beträchtlich erhöhen. Es ist mit Werten von ca. 120 ns zu rechnen.

TTL-Schaltungen sind in fünf Versionen lieferbar, und zwar als S-(Schottky), H- (high power), LS- (low

power Schottky) L- (low power) und als Standard-Serie. Sie haben unterschiedliche Schaltzeiten und Leistungsaufnahme.

ALS/AS-Schaltungen Eine Verbesserung infolge technologischer Fortschritte bei der Waferbearbeitung zur Herstellung integrierter Schaltungen stellen die Advanced Low-Power Schottky (ALS) und Advanced Schottky (AS) IC dar. Alle Schaltungen der TTL-Serie lassen sich infolge der Pin- und Pegelkompatibilität durch ALS- und AS-Schaltungen ersetzen. Infolge höherer Schaltdichten lassen sich auf der Flächeneinheit eines Wafers erheblich mehr Funktionen installieren, die zu weitergehenden Anwendungsmöglichkeiten und wesentlichen Verbesserungen der Schaltungseffizienz bei gleichzeitiger Senkung der Leistungsaufnahme führen.

Complementary MOS (CMOS, COSMOS) Der Einsatz von Feldeffekttransistoren für logische Schaltungen führt zur MOS-Logik, die grundsätzlich ebenso wie die TTL-Schaltungen arbeitet. Die ursprünglich allein vorhandene p-Kanal MOS-Logik wurde durch n-Kanal MOS-Strukturen zur Komplementärlogik mit symmetrischen p- und n-Kanal MOSFET auf einem Substrat weiterentwickelt. In Fig. 10.173 ist eine typische Schaltung eines CMOS Inverters dargestellt. Beide Gates sind miteinander verbunden die Transistoren sind vom p- und n-Kanal-Typ. Ein L-Signal am Eingang sperrt T_1 und öffnet T_2 . Durch einen Wechsel des Eingangs von L nach H wird T_1 geöffnet, T_2 dagegen gesperrt. Während beider Zustände fließt kein Drainstrom, da immer ein Transistor gesperrt ist. Aus diesem Grund haben CMOS-Gatter eine extrem geringe Verlustleistung von ca. 10 nW im Gegensatz zu 100 mW bei Low-Power TTL. Während der Umschaltung sind jedoch zeitweilig beide Transistoren leitend, so daß in diesem Augenblick ein sehr viel größerer Strom als der Leckstrom im statischen Zustand fließt. Es gibt daher eine dynamische Verlustleistung, die i.allg. sehr viel größer als die statische Verlustleistung und außerdem frequenzabhängig ist.

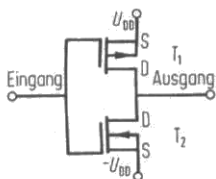


Fig. 10.173
Schaltung eines CMOS-Inverters
S Source, D Drain

CMOS-Logik ist sehr unempfindlich gegenüber Störungen am Eingang. Ein Störsignal muß etwa 50% der Versorgungsspannung überschreiten, bis der logische Zustand wechselt. Aus diesem Grund wirkt sich eine Erhöhung der Versorgungsspannung mindernd auf die Störempfindlichkeit aus. Die Versorgungsspannung von CMOS-Gattern liegt zwischen 3 und 15 V.

Ein Nachteil der CMOS-Gatter ist die geringe Durchlaufgeschwindigkeit von ca. 60 ns pro Gatter.

Die Eingangsimpedanz von CMOS-Schaltkreisen liegt bei $10^{11} \Omega$ und 5 pF, das Fan-Out erreicht in der Praxis Werte von 50.

CMOS werden vorwiegend dort eingesetzt, wo es auf geringen Stromverbrauch und relative Unempfindlichkeit der logischen Pegel gegenüber Temperaturschwankungen ankommt, und wenn Signaldurchlaufzeiten nicht von Bedeutung sind. Sie können ohne weiteres in TTL-Schaltungen eingebaut werden („pinkompatibel“).

Literatur zu 10.8

- Achterberg, H. (1974): Operationsverstärker Grundlagen. Valvo
 Berg, A.A.; Dean, P.J. (1976): Light emitting Diodes. Oxford: Clarendon Press
 Casey, H.C.; Panish, M.B. (1978): Heterostructure Lasers. New York: Academic Press
 Electronic Component Handbook-(1957): New York: McGraw Hill
 Elektronik, Grundlagen der (1969): Band 3, Transistoren u. Transistorschaltungen, München, Wien: R.Oldenbourg



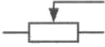










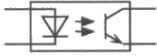





- Elektronik Handbuch (1979): München: Franzis-Verlag
- Fontaine, G. (1969): Dioden u. Transistoren, Phillips Fachbücher, Dt-sche Philips, Bd. 1—4
- Gärtner, W.W. (1963): Einf. in die Physik des Transistors. Berlin: Springer
- Hahn, H. (1965): Thermistoren, Hamburg, Berlin: R. v. Deckers Verlag, G.Schenk
- Heising, R. (1946): Quartz Crystals for Electrical Circuits. New York: v. Norstrand
- Hempel, H.P. (1978): Leistungshalbleiterhandbuch. Semicron Int.
- Heuman, K.; Stumpe, A.C. (1969): Thyristoren, AEG-Telefunken. Stuttgart: Teubner
- Hoffman, A.; Stocker, K. (1965): Thyristor Handbuch. Berlin, Erlangen: Siemens AG
- Hunter, L.P. (1962): Handbook of Semiconductor Electronics. New York: McGraw Hill
- Kaase, H. (1982): Elektrische u. strahlungsphysikalische Kenngrößen von Lumineszenzdioden. PTB-Mitteilungen **92**, 1—5
- Kressel, H.; Butler, I.K. (1977): Semiconductor Lasers and Heterojunction LEDs, New York Academic Press
- Mason, W.P. (1950): Piezoelectric Crystals and their Application to Ultrasonics. New York v. Nostrand
- Möstl, K.; Stock, K. (1982): Silizium Photoelemente als Empfänger für präzise optische Strahlungsmessungen. PTB-Mitteilungen **92**, 11—16
- The Optoelectronics Data Book for Design Engineers. Texas Instr. Inc.
- Siemens AG: Elektrolytkondensatoren, Datenbuch
- Siemens AG: Leistungshalbleiter, Thyristoren, Triacs, Diacs, Datenbuch
- Siemens AG: Siferit u. Sirufel Material, Datenbuch
- Sze, S.M. (1969): Phys. of Semicond.Devices. New York London, Toronto: Wiley
- Vigoureux, P. (1950): Quartz Vibrators and their Applications, London: Dep. of Scientific and Ind. Research
- Weidel, J. (1964): Halbleiter erobern die Technik. Heidelberg: Hüthig
- Zinke, O. (1965): Widerstände, Kondensatoren, Spulen u. ihre Werkstoffe. Berlin: Springer
- Zuiderveen, E.A. (1981): Handbuch der digitalen Schaltungen. München: Franzis



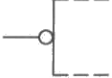
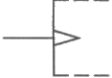



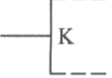
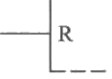
10.9 Symbole und Schaltzeichen (Auszug aus IEC 617) (H.-J. Schuster)


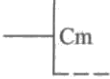

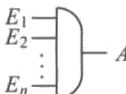

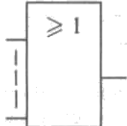
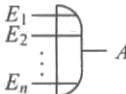



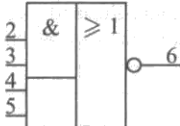
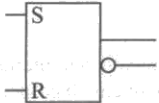
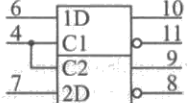
Es werden gemäß IEC 617 standardisierte Symbole und Schaltzeichen für häufig benutzte Bauelemente der Elektronik und Meßdatenerfassung, geordnet nach Sachgebieten, tabellarisch zusammengestellt (Spalte 1). Neben einer kurzen Beschreibung werden auch die entsprechenden Symbole und Schaltzeichen älterer Normen aufgeführt, wenn sie sich von den aktuellen Symbolen und Schaltzeichen nennenswert unterscheiden und auch in der modernen Literatur noch häufig benutzt werden (Spalte 2).

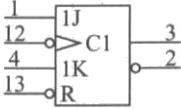
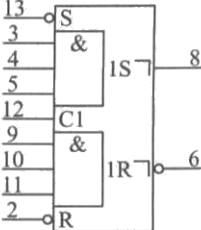

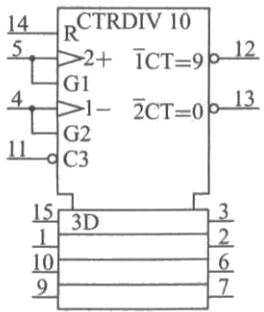
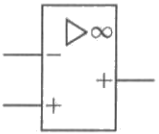
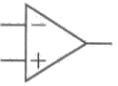
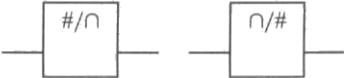
Auch im Kapitel 10 werden teilweise noch Symbole und Schaltzeichen älterer Normen benutzt. Sie werden vom Fremdfachmann, an den sich das Lehrbuch hauptsächlich wendet, häufig besser gekannt und erfaßt. Außerdem können oder dürfen Originalbilder (z.B. Werkzeugzeichnungen) oder Protokolle von Schaltungsentwicklungssystemen, die Symbole und Schaltzeichen älterer Normen enthalten, oft nicht geändert werden. Mittels der hier dargestellten Tabelle kann jedoch der Bezug zwischen alten und neuen Symbolen und Schaltzeichen leicht hergestellt werden.

Am Beispiel des Zählersymbols (Sequentielle Binärelemente, letztes Symbol) wird die in IEC 617 enthaltene Abhängigkeitsnotation, die die Beziehungen zwischen den Ein- und Ausgängen angibt, kurz erläutert. Die Ein- und Ausgänge sind mit speziellen Buchstaben oder

Symbole oder Schaltzeichen	Beschreibung, ggf. Schaltzeichen älterer Normen
Passive Bauelemente (IEC 617-4)	
	Widerstand, allgemein Dämpfungsglied, allgemein
	Widerstand, veränderbar, allgemein
	Widerstand mit Schleifkontakt Potentiometer
	Kondensator, allgemein
	Kondensator, gepolt, z.B. Elektrolyt-Kondensator
	Kondensator, veränderbar
	Induktivität Spule
Aktive Bauelemente (IEC 617-5)	
	Halbleiterdiode, allgemein 
	Tunneldiode
	Diode für Betrieb im Durchbruch Z-Diode
	Leuchtdiode, allgemein
	Diode, lichtempfindlich Photodiode
	Optokoppler, dargestellt mit Leuchtdiode und Phototransistor
	PNP-Transistor 
	Sperrschicht-Feldeffekt-Transistor (JFET) mit N-Kanal Tor  Senke Quelle 

Symbole oder Schaltzeichen	Beschreibung, ggf. Schaltzeichen älterer Normen
Binäre Elemente (allgemein, IEC 617-12)	
	Element-Kontur, als Quadrat dargestellt
	Steuerblock-Kontur
	Negation, dargestellt an einem Eingang
	Dynamischer Eingang (Dynamic input) Der (flüchtige) interne 1-Zustand korrespondiert mit dem Übergang vom externen 0-Zustand zum externen 1-Zustand. In allen anderen Fällen ist der interne Logik-Zustand 0.
	Retardierter Ausgang (Postponed output) Die Zustandsänderung an diesem Ausgang wird solange aufgeschoben, bis das Eingangssignal, das die Änderung veranlaßt, zum anfänglichen externen Logik-Zustand oder Logik-Pegel zurückkehrt.
	D-Eingang (D-input) Der interne Logik-Zustand des D-Eingangs wird durch das Element gespeichert
	J-Eingang (J-input) Nimmt dieser Eingang den internen 1-Zustand an, wird im Element eine 1 gespeichert.
	K-Eingang (K-input) Nimmt dieser Eingang den internen 1-Zustand an wird im Element eine 0 gespeichert.
	R-Eingang (R-input) Nimmt dieser Eingang den internen 1-Zustand an, wird im Element eine 0 gespeichert.

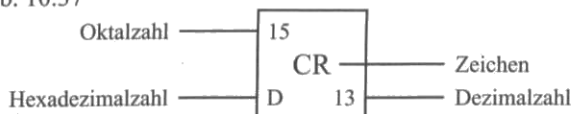
Symbole oder Schaltzeichen	Beschreibung, ggf. Schaltzeichen älterer Normen
Binäre Elemente (allgemein, IEC 617-12) (Fortsetzung)	
	<p>S-Eingang (S-input) Nimmt dieser Eingang den internen 1-Zustand an, wird im Element eine 1 gespeichert.</p>
	<p>Cm-Eingang Befindet sich ein Cm-Eingang oder Cm-Ausgang im internen 1-Zustand, haben alle Eingänge, die durch diesen gesteuert werden, ihre normal definierte Wirkung auf die Funktion des Elements.</p>
Kombinatorische Binärelemente (IEC 617-12)	
	<p>UND-Element, allgemein</p>  
	<p>ODER-Element, allgemein</p>  
	<p>ODER mit negiertem Ausgang, NOR</p> 
	<p>UND-ODER-Inverter</p>
Sequentielle Binärelemente (IEC 617-12)	
	<p>RS-Flipflop (RS-bistable, RS-latch)</p>
	<p>D-Flipflop, einzustandsgesteuert, zweifach</p>

Symbole oder Schaltzeichen	Beschreibung, ggf. Schaltzeichen älterer Normen
Sequentielle Binärelemente (allgemein, IEC 617-12) (Fortsetzung)	
	JK-Flipflop, einflankengesteuert
	RS-Flipflop, zweizustandsgesteuert (Puls-triggered RS-bistable)
	Monostabiles Element Astabiles Element, allgemein
	Zweirichtungszähler, dekadisch, synchron (z.B. SN 74192) Erläuterungen s.S. 263
Analoge Bauelemente (IEC 617-13)	
	Differenzverstärker mit sehr hoher Verstärkung, 
	Digital-Analog-Umsetzer Analog-Digital-Umsetzer

Tab. 10.37 7-Bit-Code nach DIN 66 003 und ISO 646 (ASCII-Code)

b7 b6 b5 Bits b4 b3 b2 b1	Ø Ø Ø Ø	Ø Ø Ø 1	Ø 1 Ø 1	Ø 1 1 1	1 Ø Ø Ø	1 Ø 1 1	1 1 Ø 1	1 1 1 1
	Steuerzeichen		numerische Zeichen		Großbuchstaben		Kleinbuchstaben	
Ø Ø Ø Ø	0 0	20 10	40 20	60 30	100 40	120 50	140 60	160 70
Ø Ø Ø 1	1 1	21 11	41 21	61 31	101 41	121 51	141 61	161 71
Ø Ø 1 Ø	2 2	22 12	42 22	62 32	102 42	122 52	142 62	162 72
Ø Ø 1 1	3 3	23 13	43 23	63 33	103 43	123 53	143 63	163 73
Ø 1 Ø Ø	4 4	24 14	44 24	64 34	104 44	124 54	144 64	164 74
Ø 1 Ø 1	5 5	25 15	45 25	65 35	105 45	125 55	145 65	165 75
Ø 1 1 Ø	6 6	26 16	46 26	66 36	106 46	126 56	146 66	166 76
Ø 1 1 1	7 7	27 17	47 27	67 37	107 47	127 57	147 67	167 77
1 Ø Ø Ø	10 8	30 18	50 28	70 40	110 48	130 58	150 68	170 78
1 Ø Ø 1	11 9	31 19	51 29	71 41	111 49	131 59	151 69	171 79
1 Ø 1 Ø	12 A	32 1A	52 2A	72 3A	112 4A	132 5A	152 6A	172 7A
1 Ø 1 1	13 B	33 1B	53 2B	73 3B	113 4B	133 5B	153 6B	173 7B
1 1 Ø Ø	14 C	34 1C	54 2C	74 3C	114 4C	134 5C	154 6C	174 7C
1 1 Ø 1	15 D	35 1D	55 2D	75 3D	115 4D	135 5D	155 6D	175 7D
1 1 1 Ø	16 E	36 1E	56 2E	76 3E	116 4E	136 5E	156 6E	176 7E
1 1 1 1	17 F	37 1F	57 2F	77 3F	117 4F	137 5F	157 6F	177 7F

Erläuterungen zu Tab. 10.37



Bedeutung der Steuerzeichen:

NUL Null (Nil)	DC1	} Device Control (Geräteststeuerung) [Bedeutung muß extra vereinbart werden]
SOH Start of Heading (Anfang des Kopfes)	DC2	
STX Start of Text (Anfang des Textes)	DC3	
ETX End of Text (Ende des Textes)	DC4	
EOT End of Transmission (Ende der Übertragung)	NAK	Negative Acknowledge (Negative Rückmeldung)
ENQ Enquiry (Stationsaufforderung)	SYN	Synchronous Idle (Synchronisierung)
ACK Acknowledge (Positive Rückmeldung)	ETB	End of Transmission Block (Ende des Datenübertragungsblockes)
BEL Bell (Klingel)	CAN	Cancel (Ungültig)
BS Backspace (Rückwärtsschritt)	EM	End of Medium (Ende der Aufzeichnung)
HT Horizontal Tabulation (Horizontal-Tabulator)	SUB	Substitute Character (Substitution)
LF Line Feed (Zeilenvorschub)	ESC	Escape (Umschaltung)
VT Vertical Tabulation (Vertikal-Tabulator)	FS	File Separator (Hauptgruppentrennung)
FF Form Feed (Formulervorschub)	GS	Group Separator (Gruppentrennung)
CR Carriage Return (Wagenrücklauf)	RS	Record Separator (Untergruppentrennung)
SO Shift-out (Dauerumschaltung)	US	Unit Separator (Teilgruppentrennung)
SI Shift-in (Rückschaltung)	SP	Space (Zwischenraum)
DLE Data Link Escape (Datenübertragungsumschaltung)	DEL	Delete (Löschen)
	b ₁ bis b ₇	Binärziffern des 7-Bit-Codes

Zeichen (+, -) gekennzeichnet, die ihre Funktion beschreiben. Rechts neben den Buchstaben befinden sich die Kennzahlen (beliebige Reihenfolge) der Ein- und Ausgänge und links daneben die Kennzahlen der Ein- und Ausgänge von denen sie abhängen. Der Zählerstand wird um 1 erhöht, wenn der interne Zustand vom Eingang + (+: pos. Zählfunktion) logisch Eins beträgt. Dies ist bei einer positiven Flanke am Pin 5 (Pfeilspitze) und logisch Eins am Eingang G2 (G: Gate-Funktion) der Fall. Entsprechend wird mit einem positiven Sprung am Pin 4 und logisch Eins an G1 der Zählerstand um 1 erniedrigt. Die Funktion der D-Eingänge (D: Übernahme-Funktion) wird ausgeführt, wenn der interne Zustand von C3 logisch Eins ist (Laden des Zählers). Am Pin 12 entsteht logisch Null, wenn G1 Null wird (Aufwärts-Zählimpuls) und der Zählerstand 9 beträgt (carry). Entsprechend entsteht am Pin 13 logisch Null bei einem Abwärts-Zählimpuls und dem Zählerstand 0 (borrow). Die Bezeichnung CTRDIV 10 weist das Symbol als einen dekadischen Zähler aus.

Literatur zu 10.9

DIN 40 700 Blatt 14 (1963)

DIN 40 700 Blatt 8 (1972)

IEC 617 - 4, 5, 12, 13

Inhaltsverzeichnis von Kapitel 11

11 Zusammenarbeit auf den Gebieten Meßwesen, Normung, Prüfwesen und Qualitätsmanagement (MNPQ)

(M. Kochsiek, A. Odin)

Redakteur: S. German

11.1	Physikalisch-technisches Meß- und Prüfwesen in Deutschland	267
11.1.1	Meß- und Prüfwesen im staatlich geregelten Bereich	267
11.1.2	Wissenschaftliches Meßwesen	268
11.1.3	Industrielles Meßwesen	269
11.2	Fachübergreifende internationale Organisationen in der Meßtechnik	269
11.2.1	Internationale Zusammenarbeit	269
11.2.2	Europäische Zusammenarbeit	271
11.3	Fachübergreifende Normungsorganisationen	274
11.3.1	Normung für die Meßtechnik	274
11.3.2	Die Internationalen Normenorganisationen ISO und IEC	274
11.3.3	Die Gemeinsame Europäische Normeninstitution CEN/CENELEC	275
11.4	Zertifizierung, Akkreditierung und Notifizierung	276
11.4.1	Neue Konzeption für technische Harmonisierung und Normung	276
11.4.2	Globales Konzept für Zertifizierung und Prüfwesen	276
11.4.3	Akkreditierungssysteme	277
11.4.4	Notifizierung	279
11.4.5	Regionale und Internationale Organisationen	279
11.5	Qualitätsmanagement	281
11.5.1	Regelwerke für QM-Systeme	281
11.5.2	Zertifizierung von Qualitätsmanagementsystemen	282
11.5.3	Qualitätsmanagement in Prüf- und Kalibrierlaboratorien	282

11 Zusammenarbeit auf den Gebieten Meßwesen, Normung, Prüfwesen und Qualitätsmanagement (MNPQ)

(M. Kochsiek, A. Odin)

Redakteur: S. German

Motor jeder Industrialisierung ist die Wissenschaft und Technik. Um sie wirkungsvoll zum Nutzen der Menschen einzusetzen, bedarf es einer komplexen Infrastruktur im Bereich des Meß-, Normen- und Prüfwesens sowie des Qualitätsmanagements (MNPQ). Diese Infrastruktur ist untrennbar mit dem jeweiligen Entwicklungsstand der Volkswirtschaft verbunden. Die Metrologie – häufig auch als Synonym für Messen verwendet – ist hierin ebenso eingebettet, wie die Normung und die modernen Konzepte des Qualitätsmanagements. So ist die Qualitätssicherung ein umfassendes System von Maßnahmen, zu denen auch die Festlegung von Produkteigenschaften (häufig unter Bezug auf Normen) und die Qualitätsprüfung (durch Prüfen und Messen) gehören. Von den Normen beziehen sich viele direkt auf Messungen; Qualitätssicherung und Prüfen beinhalten fast immer Messungen. Eine enge Wechselwirkung zwischen diesen Gebieten ist deshalb charakteristisch für ein funktionierendes MNPQ-System.

11.1 Physikalisch-technisches Meß- und Prüfwesen in Deutschland

Technische Oberbehörde für das Meßwesen in der Bundesrepublik Deutschland ist die Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) in Braunschweig und Berlin, die zum Dienstbereich des Bundesministers für Wirtschaft gehört. Sie ist zugleich das wissenschaftliche Staatsinstitut für Physik und Technik und technische Oberbehörde für Teile der Sicherheitstechnik. Die PTB stellt die gesetzlichen Einheiten im Meßwesen dar, führt Prüfungen an Meßgeräten und Meßeinrichtungen durch, erteilt für bestimmte Meßgeräte die gesetzlich vorgeschriebene Zulassung, wirkt beratend in Fachgremien und gesetzgebenden Körperschaften des MNPQ-Wesens mit und betreibt intensive Forschungs- und Entwicklungsarbeiten, besonders auf dem Gebiet physikalisch-technischen Meßwesens.

11.1.1 Meß- und Prüfwesen im staatlich geregelten Bereich

Als staatliches (gesetzliches) Meßwesen ist der Bereich des Meßwesens definiert, für den amtlich die Sicherheit und angemessene Genauigkeit von Messungen durch verbindliche Anforderungen an Maßeinheiten, Meßmethoden und Meßgeräte gewährleistet wird. Das gesetzliche Meßwesen ist durch staatliche Vorschriften geregelt und wird durch Behörden oder beauftragte Institutionen überwacht. Den größten Teil des gesetzlichen Meßwesens

bildet das Eichwesen. Es erstreckt sich auf diejenigen Bereiche, in denen ein besonderes öffentliches Interesse hinsichtlich der Richtigkeit der Meßergebnisse besteht, wie behördliche Messungen, z.B. für Zoll- und Steuerzwecke, zur Überwachung des Straßenverkehrs, Messungen zum Verbraucherschutz, im Umweltschutz, in Pharmazie und Medizin. Die Eichung der Meßgeräte wird in Verantwortung der Eichverwaltungen der 16 Bundesländer durchgeführt. Gesetzliche Grundlagen bilden das Gesetz über das Meß- und Eichwesen (Eichgesetz) und das Gesetz über Einheiten im Meßwesen (Einheitengesetz) sowie ihre Folgeverordnungen.

Innerhalb des staatlichen Meß- und Prüfwesens hat sich eine Aufteilung von Zuständigkeiten entwickelt, so daß die PTB und die Eichbehörden nicht allein für die Prüfung und Zulassung von Meßgeräten und Meßeinrichtungen bzw. für die gesetzlich vorgeschriebenen Überprüfungen dieser Geräte zuständig sind. So ist z.B. die Zentralstelle der Länder für Sicherheitstechnik (ZLS) tätig auf dem Gebiet der Sicherheitstechnik im Bereich des Verbraucher- und Arbeitsschutzes, das Bundesamt für Post- und Telekommunikation im Bereich der Messung technischer Parameter zur Beurteilung von Telekommunikations-Systemen und die amtlichen Stellen der Länder für die Ermittlung von Emissionen/Immissionen bearbeiten den Aufgabenbereich, der durch das Bundesimmissionsschutzgesetz erfaßt wird. Auf dem Gebiet der grundlagenorientierten Materialforschung und der anwendungsorientierten Materialprüfung ist die Bundesanstalt für Materialforschung und -prüfung (BAM) tätig. Das Deutsche Hydrographische Institut (Bundesministerium für Verkehr) ist zuständig für die Zulassung einer Reihe von Meßgeräten, die im Schiffsverkehr eingesetzt werden (z.B. Radarmeßgeräte, Tiefenmeßgeräte, Satellitennavigationsgeräte). Das Luftfahrt-Bundesamt (ebenfalls eine Bundesbehörde des Verkehrsministeriums) hat die Zulassungskompetenz für Meßgeräte in privaten Flugzeugen (z.B. Meßgeräte für die Überwachung des Betriebszustandes wie Temperatur und Druck, Navigationsmeßgeräte, Radarmeßgeräte usw.).

Mit der Errichtung des EG-Binnenmarktes sind ab 1993 auch im Bereich des Meß- und Prüfwesens zunehmend weitere EG-weite Regelungen zu erwarten, die dann die bisherigen Regelungen ersetzen (s. 11.4.1 und 11.4.3).

11.1.2 Wissenschaftliches Meßwesen

Das wissenschaftliche Meßwesen umfaßt alle metrologischen Forschungs- und Entwicklungsarbeiten in Naturwissenschaft, Technik und vor allem die Arbeiten zur Weiterentwicklung, Darstellung und Weitergabe der physikalischen Einheiten sowie der Fundamentalkonstanten.

Teilaufgaben dieser Art werden in zahlreichen staatlichen, privaten und universitären Forschungseinrichtungen bearbeitet. Die Aufgabe, die „nationalen Normale“ für die wichtigsten physikalischen Einheiten des Internationalen Einheitensystems (SI) darzustellen und zur Weitergabe bereitzuhalten, obliegt im allgemeinen in jedem Land einem „Nationalen Institut für Metrologie“, in Deutschland der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB). Wesentliche Forschungsaktivitäten stehen in Zusammenhang mit dem Internationalen Einheitensystem, den Maßeinheiten und ihren Normalen (Darstellung, Reproduzierung, Aufbewahrung und Weitergabe), den Messungen (Methoden, Ausführung, Abschätzung der Genauigkeit, Unsicherheitsberechnung), den Meßgeräten (Eigenschaften, Sensoren usw.) sowie den Operateuren (Ausbildung, Fähigkeiten usw.).

11.1.3 Industrielles Meßwesen

Im Bereich des industriellen Meßwesens, das sich definitionsgemäß mit den Meßproblemen in der Technik befaßt, ist zwar auch der Staat mit seinen Behörden und staatlich finanzierten Instituten tätig; im wesentlichen werden die Aufgaben in diesem Bereich aber von privaten Stellen wahrgenommen.

Die starke Verbreitung der Meßtechnik in allen Zweigen der naturwissenschaftlichen Forschung und der gewerblichen Wirtschaft findet ihren Niederschlag in einer Vielzahl von technisch-wissenschaftlichen Gremien, die sich mit Problemen und Fragen der Meßtechnik beschäftigen. Hierbei handelt es sich neben dem Verein Deutscher Ingenieure (VDI), dem Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) und dem Deutschen Institut für Normung (DIN) insbesondere um Arbeitskreise und Ausschüsse überregionaler Wirtschaftsverbände, z.B. des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI), des Verbandes Deutscher Maschinen und Anlagenbau (VDMA) und der Verbände der Energie und Wasserversorgungen (AGFW, BGW, DVGW, FIGAFA, VDDW, VDEW); diese Fachgremien befassen sich mit speziellen, aus den jeweiligen Anwendungsbereichen stammenden meßtechnischen Fragen, arbeiten an der Vereinheitlichung des Meßwesens durch Schaffung allgemeingültiger Begriffe und Bezeichnungen sowie technischer Regelwerke, initiieren und fördern meßtechnische Forschungsarbeiten und wirken in den jeweiligen Bereichen auch bei der Vorbereitung gesetzlicher Regelungen und Verordnungen mit.

Eine besondere Institution des industriellen Meßwesens stellt der Deutsche Kalibrierdienst (DKD) dar. Er wurde 1977 vom Bundesministerium für Wirtschaft, dem Bundesverband der Deutschen Industrie (BDI) und der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) als gemeinsames Projekt von Staat und Wirtschaft gegründet. Der DKD stellt die Rückführung von Meß- und Prüfeinrichtungen auf nationale Normale durch Akkreditierung und laufende Überwachung von Kalibrierlaboratorien sicher. Diese Rückführung auf nationale Normale ist besonders im industriellen Meßwesen notwendig, um technischen, wirtschaftlichen und rechtlichen Anforderungen zur Sicherung der Produktqualität zu entsprechen. Das gilt vor allem in Hinblick auf die internationalen Normen für Qualitätsmanagement und das Produkthaftungsgesetz.

Literatur zu 11.1

Bortfeldt, J.; Hauser, W.; Rechenberg, H. (1987): Forschen – Messen – Prüfen: 100 Jahre Physikalisch-Technische Reichsanstalt/Bundesanstalt. Weinheim: Physik-Verlag

Deutscher Kalibrierdienst (DKD)

DKD-1: Ziele, rechtliche Grundlagen, Akkreditierungsverfahren und -kriterien, Organisationsstruktur und Publikation des Deutschen Kalibrierdienstes (DKD), Ausgabe 1994

DKD-2: Akkreditierung von Kalibrierlaboratorien – Kriterien und Verfahren, Ausgabe 1993

11.2 Fachübergreifende internationale Organisationen in der Meßtechnik

11.2.1 Internationale Zusammenarbeit

Meterkonvention Im Jahre 1875 haben zunächst 17 Staaten den Vertrag „Internationale Meterkonvention“ mit dem Ziel abgeschlossen, die „internationale Einigung und die Vervollkommnung des metrischen Systems zu sichern“. 1995 sind 50 Staaten Mitglieder der Meterkonvention. Die Generalkonferenz für Maß und Gewicht (CGPM) soll die Ausbreitung und Vervollkommnung des (SI) fördern, wissenschaft-

liche Entscheidungen von internationaler Tragweite fällen und wichtige Beschlüsse über die Organisation und die Arbeit des Internationalen Büros (BIPM) fassen. Zu den Aufgaben des BIPM gehören, die weltweite Einheitlichkeit der physikalischen Einheiten zu gewährleisten, die internationalen Normale für die wichtigsten physikalischen Größen bereitzuhalten und die internationalen Prototypen aufzubewahren, die nationalen und internationalen Normale zu vergleichen und die Werte physikalischer Konstanten zu bestimmen.

Seit 1927 hat das Internationale Komitee Gremien mit der Bezeichnung Beratende Komitees (Comités Consultatifs) eingesetzt, die es in fachlichen Fragen beraten sollen. Gegenwärtig gibt es 9 beratende Komitees:

Comité Consultatif d'Electricité (CCE),
 Comité Consultatif de Photométrie et Radiométrie (CCPR),
 Comité Consultatif de Thermométrie (CCT),
 Comité Consultatif pour la Définition du Mètre (CCDM),
 Comité Consultatif pour la Définition de la Seconde (CCDS),
 Comité Consultatif pour les Etalons de Mesure des Rayonnements Ionisants (CCEMRI),
 Comité Consultatif des Unités (CCU),
 Comité Consultatif des Masses et les Grandeurs apparentées (CCM),
 Comité Consultatif pour la quantité de la matière (CCQM).

Veröffentlichungen: Comptes rendus des séances de la Conférence Generale des Poids et Mesures; Procès-Verbaux des séances du Comité International des Poids et Mesures; Recueil de Travaux du Bureau International des Poids et Mesures; Metrologia

Internationale Meßtechnische Konföderation (IMEKO) Die Internationale Meßtechnische Konföderation (IMEKO) wurde 1958 gegründet. Sie ist eine nicht regierungsgebundene Föderation aus z.Z. 30 nationalen Mitgliedsorganisationen, die sich mit der Weiterentwicklung der Meßtechnik befassen. Die grundlegenden Ziele der IMEKO sind die Förderung eines Austausches von wissenschaftlichen und technischen Informationen auf den Gebieten Meßtechnik und Meßgerätearten auf internationaler Ebene und die Ausweitung der internationalen Zusammenarbeit zwischen Wissenschaftlern und Ingenieuren aus Forschung und Industrie. Die fachliche Arbeit wird in z.Z. 17 Technischen Komitees geleistet:

TC 01 – Higher Education
 TC 02 – Photonic Measurements
 TC 03 – Measurement of Force and Mass
 TC 04 – Measurement of Electrical Quantities
 TC 05 – Hardness Measurement
 TC 07 – Measurement Theory
 TC 08 – Metrology
 TC 09 – Flow Measurement
 TC 10 – Technical Diagnostics
 TC 11 – Metrological Requirements for Developing Countries
 TC 12 – Temperature and Thermal Measurement
 TC 13 – Measurements in Biology and Medicine
 TC 14 – Measurements of Geometrical Quantities
 TC 15 – Experimental Mechanics
 TC 16 – Pressure Measurement
 TC 17 – Measurements in Robotics

Veröffentlichungen: MEASUREMENT – vierteljährlich, Zeitschrift für wissenschaftliche Veröffentlichungen aus dem Arbeitsbereich der IMEKO; IMEKO Bulletin – halbjährlich

Internationale Organisation für gesetzliches Meßwesen (OIML) Die Konvention der 1955 gegründeten „Organisation Internationale de Métrologie Légale (OIML)“ haben bis heute Regierungen von 50 Staaten unterzeichnet und weitere 40 Staaten gehören ihr als korrespondierende Mitglieder an. Die Hauptaufgabe der OIML besteht darin, die administrativen und technischen Vorschriften für Meßmethoden und Meßgeräte für den Bereich des gesetzlichen Meßwesens auf internationaler Ebene zu vereinheitlichen.

Das internationale Büro für gesetzliches Meßwesen (BIML) in Paris koordiniert die Arbeiten der Konferenz (alle 4 Jahre), des Komitees (CIML) und der Sekretariate. Bis heute sind über 120 Internationale Empfehlungen und 20 Internationale Dokumente bearbeitet und herausgegeben worden, die in nationale bzw. regionale (z.B. EG-Direktiven) Vorschriften übernommen werden.

Die fachliche Arbeit wird in Technischen Komitees (TC) geleistet, die organisatorisch nach dem in ISO und IEC üblichen System in Technischen Komitees bzw. Subkomitees und Arbeitsgruppen erfolgen:

- TC 01 – Terminology
- TC 02 – Units of measurement
- TC 03 – Metrological control
- TC 04 – Measurements standards and calibration and verification devices
- TC 05 – Electronic instruments
- TC 06 – Prepackaged products
- TC 07 – Measuring instruments for length and associated Quantities
- TC 08 – Measurement of quantities of fluids
- TC 09 – Instruments for measuring mass and density
- TC 10 – Instruments for measuring pressure, force and associated quantities
- TC 11 – Instruments for measuring temperature and associated quantities
- TC 12 – Instruments for measuring electrical quantities
- TC 13 – Measuring instruments for acoustics and vibration
- TC 14 – Measuring instruments used for optics
- TC 15 – Measuring instruments for ionizing radiations
- TC 16 – Instruments for measuring pollutants
- TC 17 – Instruments for physico-chemical measurements
- TC 18 – Medical measuring instruments

Veröffentlichungen: Bulletin der OIML – vierteljährlich

11.2.2 Europäische Zusammenarbeit

Mit dem Zusammenwachsen Europas sind in jüngster Zeit eine Vielzahl von regionalen Zusammenschlüssen erfolgt, die verschiedene Koordinierungs-, Kooperations- und Harmonisierungsaufgaben auf dem Gebiet des MNPQ-Wesens wahrnehmen (s. 11.4.4). Für den Bereich des physikalisch-technischen Meßwesens sollen hier EUROMET, EAL und COOMET genannt werden.

European Collaboration in Measurement Standards (EUROMET) 1987 haben die Leiter der meßtechnischen Institutionen in den EG- und EFTA-Ländern und ein Vertreter der EG-Kommission ein Memorandum of Understanding unterzeichnet und eine organisierte Zusammenarbeit zwischen den metrologischen Instituten unter dem Namen EUROMET vereinbart. Die wichtigsten Ziele von EUROMET sind:

– neue und verbesserte metrologische Normale gemeinsam zu entwickeln, zum Beispiel um ein Ergebnis schneller zu erreichen oder Doppelarbeit zu vermeiden,

- den Mitgliedern zu gestatten, die Normale für einige Größen gemeinsam bereitzuhalten, wenn die Nachfrage es nicht rechtfertigt, entsprechende Meßeinrichtungen in allen Mitgliedsländern bereitzustellen,
- aufwendige Meßeinrichtungen gemeinsam zu nutzen, wenn es nicht sinnvoll ist, diese Einrichtungen in mehr als einem Mitgliedsland zu errichten oder bereitzuhalten.

Zur Zeit werden 85 Projekte bearbeitet, weitere 60 sind in der Vorbereitungsphase. Um die Zusammenarbeit praktikabel und überschaubar zu machen, wurde die Metrologie in folgende Gebiete eingeteilt: Masse – Elektrizität – Länge – Zeit und Frequenz – Thermometrie – Ionisierende Strahlen und Radioaktivität – Photometrie und Radiometrie – Durchflußmessungen – Akustik. Für jedes dieser Gebiete wird vom EUROMET-Komitee ein Rapporteur gewählt, der dem Komitee schriftlich über die Zusammenarbeit auf seinem Gebiet berichtet.

European Cooperation for Accreditation of Laboratories (EAL) EAL ist 1994 gegründet worden. Sie ist der Zusammenschluß der Western European Calibration Cooperation (WECC) mit der Western European Laboratory Accreditation Cooperation (WELAC). EAL gehören die nationalen Akkreditierungsstellen für Kalibrier- und Prüflaboratorien aus 17 Ländern der Europäischen Union und der Europäischen Freihandelszone an. Zusammen haben diese Stellen bisher über 1000 Kalibrierlaboratorien und 3000 Prüflaboratorien akkreditiert.

Der WECC gehörten die nationalen Kalibrierdienste der EG- und EFTA-Länder an. Er ist aus einer im Jahre 1975 gegründeten Arbeitsgruppe des Western European Metrology Club (WEMC) hervorgegangen. Hauptaufgabe von WECC war es, gegenseitiges Vertrauen in die fachliche Kompetenz der nationalen Kalibrierdienste aufzubauen und aufrechtzuerhalten sowie deren Akkreditierungskriterien und Überwachungsverfahren zu harmonisieren. Ziel war die grenzüberschreitende Anerkennung von Kalibrierzertifikaten. 1990 wurde eine Vereinbarung der Kalibrierdienste von Dänemark, Deutschland, Finnland, Frankreich, Niederlande, Schweden, Schweiz und Vereinigtes Königreich über die gegenseitige Anerkennung der Zertifikate unterzeichnet. Die Unterzeichner dieser multilateralen Vereinbarung der WECC wurden 1991 als erste Agreement Group von European Organization for Testing and Certification (EOTC)(vgl. Tab. 11.1) anerkannt. Fachbezogene Harmonisierungsaufgaben wurden durch Expertengruppen wechselnder Zusammensetzung wahrgenommen, denen die Erarbeitung meßgrößenspezifischer Kalibrierrichtlinien und insbesondere die Planung, Organisation und Auswertung von internationalen Vergleichsmessungen zwischen den akkreditierten Kalibrierlaboratorien oblag.

Durch den Zusammenschluß zu EAL soll eine kosteneffektivere Arbeit ermöglicht und zugleich der Einfluß auf dem Gebiet der Konformitätsbewertung in Europa verstärkt werden. Wichtigstes Ziel ist die Erleichterung des freien Warenverkehrs ohne technische Handelshemmnisse. Für die fachlichen Arbeiten wurden die folgenden Komitees eingerichtet:

- C 1 – Multilateral Agreements
- C 2 – Calibration and Testing Activities
- C 3 – Sectoral Technical Documentation
- C 4 – General Documentation and Promotion
- C 5 – External Relations

Zu deren Aufgaben gehören zum Beispiel die Ausarbeitung von Richtlinien und Empfehlungen zur Zusammenarbeit mit anderen Organisationen, zur Struktur und Arbeitsweise sowie der Akkreditierung von Kalibrier- und Prüfdiensten, zur Prüfung der Äquivalenz der Laboratorien durch internationale Gutachtergruppen, zur Aufgabe und Arbeitsweise von Expertengruppen, zur Durchführung von Ringvergleichen, zur Gestaltung von Zertifikaten oder zur Berechnung und Angabe von Meßunsicherheiten.

European Cooperation in Legal Metrology (WELMEC) Die WELMEC ist 1989 von Vertretern der für Bauartzulassungen in den Staaten der EG und EFTA zuständigen Institutionen gegründet worden. Ihre Hauptaufgabe ist die Harmonisierung und Koordinierung von nationalen und regionalen Aktivitäten in allen technischen Fragen des gesetzlichen Meßwesens in Europa zum Abbau von Handelshemmnissen und zur Erleichterung des freien Warenverkehrs.

Wesentliche Ziele von WELMEC sind:

- gegenseitiges Vertrauen zwischen den für das gesetzliche Meßwesen verantwortlichen Institutionen schaffen und aufrechterhalten,
- Gleichwertigkeit im Zulassungs- und Vollzugswesen auf der Grundlage relevanter Richtlinien erreichen,
- Besonderheiten des gesetzlichen Meßwesens im Hinblick auf die sich bildende europäische Infrastruktur auf dem Gebiet des Prüf-, Zertifizierungs- und Akkreditierungswesens herausarbeiten,
- potentielle technische und administrative Handelshemmnisse im Bereich von Meßgeräten beseitigen,
- einheitliche Interpretation und Anwendung von normativen Dokumenten im gesetzlichen Meßwesen fördern,
- Beratung über die zukünftige Entwicklung des gesetzlichen Meßwesens in Europa, zum Beispiel im Hinblick auf seinen Umfang und auf die Zertifizierungsverfahren.

Die fachliche Arbeit erfolgt in 9 Arbeitsgruppen:

- WG 1 – Chairman's Group
- WG 2 – Directive Implementation
- WG 3 – EMetAS
- WG 4 – EN 45 000
- WG 5 – Enforcement
- WG 6 – Prepackages
- WG 7 – Peripherals and PCs
- WG 8 – Measuring Instruments Directive
- WG 9 – Type Approval Agreement

Organization of National Metrological Institution of the States of Central and Eastern Europe (COOMET) Seit 1991 wird die Zusammenarbeit der metrologischen Staatsämter der ehemaligen RGW-Staaten auf den Gebieten der Einheiten und Normale, des gesetzlichen Meßwesens und der aufzubauenden Kalibrierdienste in COOMET weitergeführt. Ausgehend von den Zielen von COOMET (Förderung einer effektiven gemeinsamen Lösung von Fragen der Sicherung der Einheitlichkeit der Maße und der erforderlichen Genauigkeit der Messungen, Beseitigung technischer Hemmnisse im internationalen Handel, Annäherung der Tätigkeit der metrologischen Dienste Zentral- und Osteuropas an die Tätigkeit entsprechender Dienste Westeuropas) sind bereits 50 Projekte in Bearbeitung, beispielsweise auf den Gebieten:

- gemeinsame bzw. arbeitsteilige Entwicklung und Vervollkommnung der nationalen Normale,
- Weitergabe der Einheiten bei gegenseitiger Nutzung der nationalen Normale,
- internationale Vergleichsmessungen,
- Entwicklung neuer Meßmethoden und neuer Bauarten von Präzisionsmeßmitteln,
- Schaffung und Attestierung von Normalproben (Referenzmaterialien),
- Harmonisierung der staatlichen metrologischen Kontrolle unterliegen, und die Schaffung der Bedingungen für die gegenseitige Anerkennung der Ergebnisse der metrologischen Kontrolle,
- Entwicklung von Kalibrierdiensten und Akkreditierungssystemen unter Beachtung der Prinzipien, die durch internationale Organisationen festgelegt wurden.

Literatur zu 11.2

- Kochsiek, M.; Seiler, E. (1987): Dreißig Jahre Internationale Organisation für Gesetzliches Meßwesen (OIML), PTB-Mitteilungen **97**, 287–292
- Kochsiek, M. (1990): Metrologie in Europa – fachübergreifend tätige Organisationen, PTB-Mitteilungen **100**, 281–289, 375–386

11.3 Fachübergreifende Normungsorganisationen

11.3.1 Normung für die Meßtechnik

Die Normung wirkt als Ordnungsinstrument in unserer technischen Welt und dient der Kommunikation auch in Wissenschaft und Technik. In der Bundesrepublik Deutschland sind zur Zeit mehr als 50 000 technische Regeln in Kraft, davon mehr als 20 000 DIN-Normen des Deutschen Instituts für Normung (DIN). Neben dem DIN sind eine Reihe anderer privater Organisationen sowie staatliche Stellen mit Normungsarbeiten befaßt. Mit den wichtigsten von ihnen bestehen Verträge über die Zusammenarbeit, Koordinierung und Abgrenzung der Aufgabengebiete mit dem DIN. Für die Normung im Bereich der Elektrotechnik ist die Deutsche Kommission Elektrotechnik im DIN (DKE) zuständig.

Normen haben empfehlenden Charakter. Allerdings können sie durch Übernahme in Gesetze oder in privatrechtliche Verträge mittelbar rechtliche Geltung erhalten. Von dieser Möglichkeit wird sowohl von staatlicher wie auch privater Seite intensiv Gebrauch gemacht. Wichtig ist deshalb, daß technische Normen den Charakter „allgemein anerkannter Regeln der Technik“ besitzen, d.h. bei ihrer Erstellung muß die Einbeziehung aller „interessierten Kreise“ gesichert sein.

Im Hinblick auf die Qualitätssicherung im Sinne einer wirtschaftlichen Herstellung von Produkten werden Normen bzw. technische Regeln im wesentlichen zur Festlegung der Produkteigenschaften, zur Minimierung des Mitteleinsatzes bei der Produktion und zur Förderung der Austauschbarkeit von Geräteteilen (arbeitsteilige Herstellung und Reparaturfreundlichkeit) eingesetzt. Die technischen Regeln beziehen sich dabei sowohl auf die in der Produktion eingesetzten Mittel und Methoden als auch auf die fertiggestellten Produkte selbst. Die Normung fördert den Warenaustausch und erleichtert die Verständigung zwischen Produzenten und Abnehmern der Produkte. Durch die Zusammenarbeit nationaler Normungsinstitute regional in Europa (s. 11.3.3) in CEN (Europäisches Komitee für Normung) und CENELEC (Europäisches Komitee für elektrotechnische Normung) sowie weltweit (s. 11.3.2) in der ISO (Internationale Organisation für Normung) und der IEC (Internationale Organisation für elektrotechnische Normung) wurden bisher weit über 13 000 Europäische bzw. Internationale Normen geschaffen.

Die DIN-Kommission „Metrologie“ beschäftigt sich unter anderem mit den neu erschienenen Norm-Entwürfen und überprüft sie hinsichtlich der Einhaltung meßtechnischer Grundnormen und gesetzlicher Vorschriften.

Mit der Vollendung des europäischen Binnenmarktes 1993 werden nationale Normen und Vorschriften im industriellen und gesetzlichen Meßwesen zugunsten internationaler Regelungen weiter an Bedeutung verlieren.

11.3.2 Die Internationalen Normenorganisationen ISO und IEC

Das Hauptziel der Internationalen Organisation für Normung (ISO) und der Internationalen Organisation für elektrotechnische Normung (IEC) ist die Herausgabe Internationaler Normen. Beide Organisationen haben ihren Sitz in Genf. Die IEC ist für alle Normungsfragen auf dem Gebiet der Elektrotechnik und Elektronik zuständig, alle anderen Gebiete fallen in den Zuständigkeitsbereich der ISO. Die Facharbeit wird zentral in Technischen Komitees (TC) und Unterkomitees (SC) durchgeführt. Die detaillierten Normentexte werden häufig

in Arbeitsgruppen (WG) ausgearbeitet, solange die Arbeit noch nicht das Stadium einer offiziellen Abstimmung erreicht hat.

Seit Januar 1990 haben ISO und IEC eine gemeinsame Geschäftsordnung. Eine Internationale Norm ist das Ergebnis einer Übereinkunft der Mitglieder von ISO oder IEC. Der erste Schritt ist ein „Committee Draft“ (CD) – ein Dokument, das von einem TC oder SC ausgearbeitet wird. Nachdem im TC oder SC darüber Einigkeit erzielt wurde, wird es an das Zentralsekretariat geschickt und erhält dort den Status „Draft International Standard“ (DIS). Der DIS wird dann an alle Mitglieder des TC oder SC zur Abstimmung versandt. Zwei Drittel der abgegebenen Stimmen müssen positiv und nicht mehr als ein Viertel darf negativ sein, damit aus dem DIS eine Internationale Norm werden kann. Bis zum 01.07.1992 hatten ISO und IEC etwa 8000 bzw. 3000 Internationale Normen erstellt.

Die Arbeitsgruppe ISO/TAG 4 unterstützt das ISO-Zentralsekretariat bei metrologischen Fragen, besondere Themen sind Internationales Wörterbuch der Metrologie, ISO-Leitfaden zu metrologischen Gesichtspunkten der Normung, Ermittlung und Angabe der Meßunsicherheiten. Neben den 170 Technischen Komitees der ISO und 85 Technischen Komitees der IEC soll CASCO, das Komitee des ISO-Rats für Konformitätsbewertung, besonders erwähnt werden. Es ist 1985 aus dem früheren ISO-Komitee für Zertifizierung (CERTICO) hervorgegangen. Seine wichtigsten Aufgaben sind die Einschätzung von Konformitätsbewertungsverfahren, die Ausarbeitung internationaler Richtlinien für die Aufgabengebiete Prüfen, Überwachung und Zertifizieren von Produkten, Verfahren und Dienstleistungen sowie die Förderung der gegenseitigen Anerkennung von nationalen und regionalen Konformitätsbewertungs-Systemen.

11.3.3 Die Gemeinsame Europäische Normeninstitution CEN/CENELEC

Die Mitglieder im Europäischen Komitee für Normung (CEN) und im Europäischen Komitee für Elektrotechnische Normung (CENELEC) sind die nationalen Normeninstitute der EG- und EFTA-Länder. Die Arbeitsteilung zwischen CEN und CENELEC ist die gleiche wie zwischen ISO und IEC. Deutsches Mitglied in CEN ist das DIN, deutsches Mitglied in CENELEC ist die DKE (s. 11.3.1).

Hauptziel der europäischen Normungsarbeit sind Europäische Normen und Harmonisierungsdokumente. Die Facharbeit wird in Technischen Komitees (TC) geleistet. Die detaillierten Normentexte werden häufig in Arbeitsgruppen (WG) formuliert. Erklärtes Ziel ist es, Internationale Normen soweit wie möglich zu berücksichtigen. Anders als im Falle der Internationalen Normen sind die Mitglieder von CEN/CENELEC bei der Übernahme einer Europäischen Norm verpflichtet, vorhandene nationale Normen zum gleichen Thema zurückzuziehen, und keine neuen Normen herauszubringen. Dagegen brauchen Europäische Harmonisierungsdokumente nicht wörtlich und formgleich als nationale Norm übernommen zu werden. Es genügt, wenn eine oder mehrere nationale Normen mit identischem oder technisch äquivalentem Inhalt vorliegen.

Über die Annahme einer Norm oder eines Harmonisierungsdokumentes entscheidet ein kompliziertes Abstimmungsverfahren, bei dem die Stimmen der Mitglieder von CEN/CENELEC unterschiedlich gewichtet werden, und bei dem noch unterschiedliche Nebenbedingungen für Mitglieder aus EG- und EFTA-Ländern gelten.

Zur Zeit hat CEN über 250 und CENELEC etwa 40 Technische Komitees, die bisher etwa 2500 Europäische Normen bzw. Normen-Entwürfe erarbeitet haben.

Literatur zu 11.3

DIN Deutsches Institut für Normung e.V. (1988): Europäische Normen für 1992; Ein Leitfaden des DIN

11.4 Zertifizierung, Akkreditierung und Notifizierung

Der ungehinderte weltweite Verkehr von Waren und Dienstleistungen ist eine der Grundlagen der modernen Industriegesellschaft. Er erfordert eine möglichst weitgehende Rechtsangleichung nationaler Vorschriften. Dabei spielt die Überwindung technischer Handelshemmnisse, die u.a. in Form von unterschiedlichen technischen Normen und administrativen Schranken vorliegen, eine besondere Rolle. Zusätzlich ist es erforderlich, Maßnahmen zu den Verfahren festzulegen, um die gegenseitige Anerkennung von einzelstaatlichen Prüfungen, Kalibrierungen, Zulassungen sowie zugehöriger Prüf- und Kalibrierberichte oder allgemein die Zertifizierung der Konformität von Erzeugnissen, Verfahren oder Dienstleistungen zu erreichen.

Mit der „Neuen Konzeption für technische Harmonisierung und Normung (new approach)“ und deren Fortführung im „Globalen Konzept für Zertifizierung und Prüfwesen (global approach)“ entwickelte die Kommission der Europäischen Gemeinschaft eine Strategie zum beschleunigten Abbau technischer Handelshemmnisse.

11.4.1 Neue Konzeption für technische Harmonisierung und Normung

Die bisher angewendeten einzelstaatlichen Vorschriften sind weltweit recht unterschiedlich. Sie sind stark von historischen Besonderheiten geprägt und vom Entwicklungsstand der jeweiligen Wirtschaftszweige beeinflusst. Dies gilt auch für die Entwicklung in Europa, wo die Vereinheitlichung bestehender Rechts- und Verwaltungsvorschriften sowie der Abbau technischer Handelshemmnisse durch grundlegende politische Entscheidungen (Resolution des EG-Ministerrates vom Mai 1985) hohe Priorität erlangte. Dies führte zu einem neuen Konzept der Erarbeitung technischer Harmonisierungsrichtlinien in Europa. Nach dieser neuen Konzeption werden in den EG-Richtlinien nicht mehr alle technischen Anforderungen im Detail festgelegt, sondern nur noch die grundlegenden Sicherheitsanforderungen an die Produkte beschrieben. Die Konkretisierung dieser Anforderungen erfolgt dann durch untersetzende europäische Normen, deren Übereinstimmung mit den wesentlichen Anforderungen der Richtlinien sichergestellt wird.

11.4.2 Globales Konzept für Zertifizierung und Prüfwesen

Um im gesetzlich geregelten Bereich eine weitere Vereinheitlichung zu erreichen, wurde 1989 das „globale Konzept für Zertifizierung und Prüfwesen“ und der „Beschluß des Rates vom 13.12.1990 über die in technischen Harmonisierungsrichtlinien zu verwendenden Module für die verschiedenen Phasen der Konformitätsbewertungsverfahren“ verabschiedet.

Die praktische Wirksamkeit dieses neuen Konzepts setzt die Gewährleistung der Übereinstimmung der Produkte mit den Anforderungen der harmonisierten Richtlinie voraus. Deshalb sind in dieser Konzeption auch eine Reihe von Verfahren enthalten, die zur Bewertung der Konformität, d.h. der Übereinstimmung mit den Anforderungen der Richtlinie angewendet werden können. Eine mögliche Auswahl wird bereits in der jeweiligen EG-Richtlinie

vorgeschrieben. Fig. 11.1 gibt eine Übersicht über die in einzelne Module unterteilten Konformitätsbewertungsverfahren. Dieses modulare Konzept umfaßt sowohl die Entwurfs- als auch die Produktionsphase. In der Regel muß ein Produkt in beiden Phasen auf Konformität mit den Anforderungen der EG-Richtlinie geprüft werden.

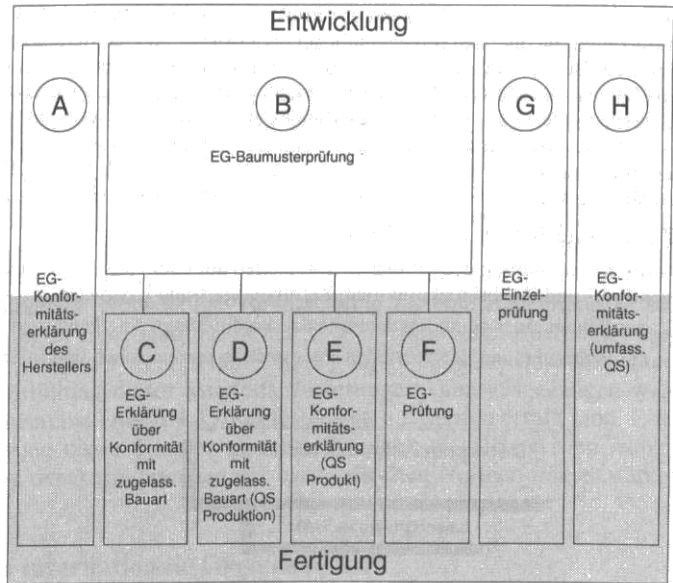


Fig. 11.1 Konformitätsbewertungsverfahren im Rahmen des Gemeinschaftsrechts

Dabei ist es unwesentlich, ob diese Prüfungen von einer privaten oder staatlichen Stelle oder in Verantwortung des Herstellers des Produktes durchgeführt werden. Voraussetzung ist lediglich, daß die zugrundeliegenden harmonisierten Normen und EG-Richtlinien angewendet werden und das Prüflaboratorium bestimmte Mindestanforderungen erfüllt. Hierzu gehören insbesondere die erforderliche personelle und technische Ausstattung der Prüfstellen, die technische Kompetenz des Personals und seine Unabhängigkeit. Für den Hersteller kann die Anwendung eines Konformitätsbewertungsverfahrens zusätzlich an die Bedingung geknüpft sein, daß er über ein Qualitätsmanagementsystem (s. 11.5.2) verfügt, das von einer dritten Stelle anerkannt und überwacht wird. Die Mindestanforderungen an das QM-System sind in der Einzelrichtlinie festgelegt.

11.4.3 Akkreditierungssysteme

Akkreditierungen sind nicht nur im technischen Bereich seit langem als vertrauensbildende Maßnahmen anerkannt. Die Akkreditierung von Prüf- und Kalibrierlaboratorien, Zertifizierungs- und Überwachungsstellen ist die formale Anerkennung, bestimmte Prüfungen oder Prüfungsarten auszuführen. Weltweit wurde 1947 in Australien das erste weitgefächerte Akkreditierungssystem für Laboratorien (NATA; National Association of Testing Authorities) gegründet. Erst zu Beginn der 70er Jahre begannen andere Länder (Neuseeland, Dänemark, Schweden, USA, Indonesien, Frankreich) ähnliche Akkreditierungssysteme zu schaffen, da

die Akkreditierung von Prüflaboratorien eine immer wichtigere Rolle im internationalen Handel spielte. Bis Ende 1986 hatten weitere 14 Länder nationale Akkreditierungsorganisationen errichtet (s. 11.4.4).

Zur Koordinierung der deutschen Akkreditierungssysteme wurde 1991 der Deutsche Akkreditierungsrat (DAR) gegründet. Er basiert auf langjährigen Akkreditierungserfahrungen in Deutschland (z.B. RAL seit 1925, staatliche Anerkennung von Prüfstellen im Eichwesen seit 1959, DKD seit 1977) und faßt die Tätigkeiten staatlich und privatrechtlicher organisierter Akkreditierungsstellen zusammen. Der DAR ist eine vom Bund, den Ländern und der deutschen Wirtschaft getragene Arbeitsgemeinschaft. Ihm gehören eine gleiche Anzahl von Mitgliedern aus dem gesetzlich geregelten und dem gesetzlich nicht geregelten Bereich sowie je ein Vertreter des Bundesministeriums für Wirtschaft, des Bundesministeriums für Arbeit und Sozialordnung und des Deutschen Institut für Normung e.V. an (Fig. 11.2). Durch enge Zusammenarbeit zwischen staatlichem und privatem Bereich werden Doppelarbeit, unterschiedliche Auslegung von Normen sowie erheblich voneinander abweichende Antragsverfahren vermieden.

Zu den Aufgaben des DAR gehören:

- die Koordinierung der nationalen Tätigkeiten auf dem Gebiet der Akkreditierung und Anerkennung von Prüf- und Kalibrierlaboratorien, Zertifizierungs- und Überwachungsstellen;
- das Führen eines zentralen deutschen Akkreditierungs/Anerkennungsregisters;
- die Wahrnehmung der deutschen Interessen in europäischen und internationalen Einrichtungen, die

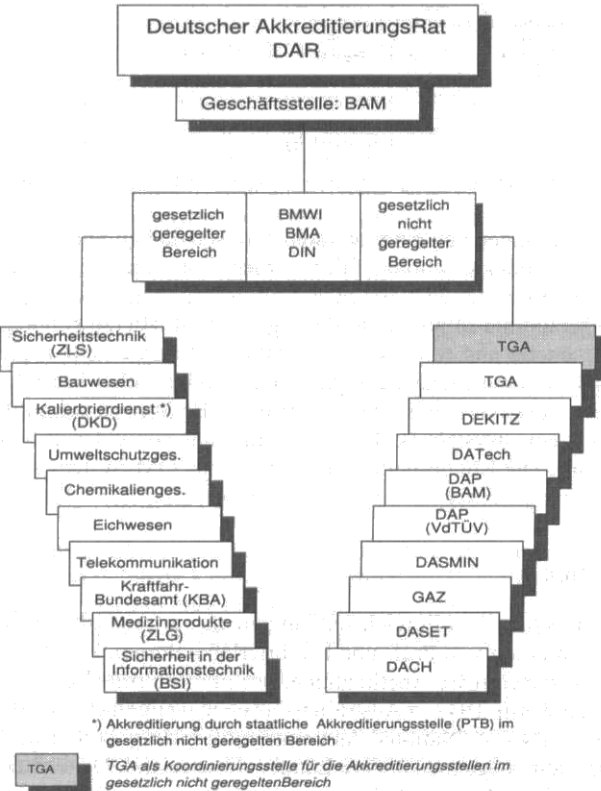


Fig. 11.2
Struktur des deutschen Akkreditierungssystems (Stand: 1995)

sich mit allgemeinen Fragen der Akkreditierung bzw. Anerkennung beschäftigen (z.B. ILAC, EAL, EAC, EOTC; s. 11.4.1).

Der DAR hat Koordinierungsfunktion und führt selbst keine Akkreditierung durch; dies erfolgt durch die im DAR vertretenen Akkreditierungsstellen.

11.4.4 Notifizierung

Bei der Durchführung von Aufgaben im Zusammenhang mit der Konformitätsfeststellung auf der Grundlage von EG-Richtlinien sind die EG-Mitgliedstaaten zur Benennung der Stellen verpflichtet, die diese Aufgaben durchführen. Die Benennung erfolgt gegenüber der EG-Kommission und den anderen Mitgliedstaaten. Die Kommission veröffentlicht die benannten Stellen in ihrer jeweiligen Funktion im Amtsblatt der EG.

Benannte Stellen sind immer dann vorgesehen, wenn die Konformitätsbewertungsverfahren andere Formen als die reine Herstellererklärung ermöglichen. Bei den benannten Stellen handelt es sich meist um eine Zertifizierungsstelle; es kann sich aber auch um eine Prüf- und Überwachungsstelle handeln. Notwendige Voraussetzung für eine Benennung ist die Erfüllung der in der jeweiligen EG-Richtlinie beschriebenen Mindestanforderungen hinsichtlich ihrer Ausstattung sowie der technischen Eignung und fachlichen Unabhängigkeit ihres Personals. Von der Erfüllung dieser Mindestanforderungen kann ausgegangen werden, wenn die in der Normenreihe DIN EN 45 000 festgelegten Kriterien erfüllt sind. Eine Verpflichtung zur Anwendung dieser Normenreihe besteht nicht; es zeichnet sich jedoch ab, daß sich die Einhaltung der Anforderungen der harmonisierten Normen immer stärker durchsetzen wird.

11.4.5 Regionale und Internationale Organisationen

Zur Förderung der Harmonisierungsbemühungen und zur Stärkung des gegenseitigen Vertrauens arbeiten die nationalen Organisationen für Akkreditierung und Überwachung von Prüf- und Kalibrierlaboratorien weltweit eng zusammen. Hierzu sind in den letzten Jahren auf freiwilliger Basis Zusammenschlüsse erfolgt, die Koordinierungs-, Kooperations- und Harmonisierungsfunktion wahrnehmen. Eine Übersicht über die international und regional in Europa tätigen Organisationen, ihre Ziele und Aufgaben sind in Tab. 11.1 zusammengestellt.

International ist die ILAC tätig, deren Hauptaufgabe es ist, den Erfahrungsaustausch zwischen Akkreditierungsstellen und Prüflaboratorien mit dem Ziel der internationalen Anerkennung von Prüfzertifikaten und Prüfzeichen zu fördern sowie zur Erleichterung des Handels beizutragen.

Literatur zu 11.4

Amtsblatt der Europäischen Gemeinschaft (1989): Globales Konzept für Zertifizierung und Prüfwesen; ABl. (EG) Nr. C 231 vom 8.9.1989 S. 3 Abl. (EG) Nr. C 267 vom 19.10.1989, S. 3.

Amtsblatt der Europäischen Gemeinschaften, Beschluß des Rates (1990): Konformitätsbewertungsverfahren in technischen Harmonisierungsrichtlinien; ABl. (EG) Nr. L 380 vom 31.12.90, S. 13.

Amtsblatt der Europäischen Gemeinschaften (1990): Globales Konzept für die Konformitätsbewertung; ABl. Nr. C 10 vom 16.1.1990, S. 1.

Deutscher Akkreditierungsrat; Hrsg. Geschäftsstelle DAR

– Akkreditierungsstellen in Deutschland (Dez.1991)

– Kurzbeschreibung der Organisationen auf dem Gebiet der Akkreditierung, Zertifizierung und des Meß- und Prüfwesens (Juni 1992).

Tab. 11.1 Regionale und internationale Organisationen für Akkreditierung und Überwachung von Prüf- und Kalibrierlaboratorien

Organisation	Abkürzung/ Gründungsjahr	Hauptaufgabe
European Accreditation of Certification	EAC (1991)	Harmonisierung der Akkreditierungen von Zertifizierungsstellen in Europa für Produkte, QM-Systeme und Personal
European Cooperation for Accreditation of Laboratories	EAL (1994)	s. WECC und WELAC
European Committee for IT-Testing and Certification	ECITC (1988)	Harmonisierung der Prüfungen und Zertifizierungen auf dem Gebiet der Informationstechnik
European Electrotechnical Sectorial Committee for Testing and Certification	ELSECOM (1992)	Widerspiegelung der Interessen von Herstellern, Anwendern (einschl. Verbraucher und Angestellte sowie dritter Beteiligter (z.B. Zertifizierungsstellen und Prüflaboratorien), die auf die Markterfordernisse hinsichtlich Konformitätsprüfungen im gesamten Feld der Elektrotechnik reagieren
European Organization for Technical Approvals	EOTA (1990)	Harmonisierung der technischen Zulassungen entsprechend EG-Bauproduktenrichtlinien in Europa
European Organization for Testing and Certification	EOTC (1990)	Schaffung eines einheitlichen europäischen Systems zur Prüfung und Zertifizierung
European Committee for Quality System Assessment and Certification	EQS (1989)	Koordinierung und Harmonisierung auf dem Gebiet der Beurteilungen und Zertifizierung von QM-Systemen durch Dritte
Cooperation for Analytic Chemistry on Europe	EURACHEM (1989)	Förderung der Zusammenarbeit der chemisch-analytischen Laboratorien; Harmonisierung auf dem Gebiet der chemisch-analytischen Messungen
Organization for Testing in Europe	EUROLAB (1990)	Förderung der Zusammenarbeit von Prüflaboratorien und der gegenseitigen Anerkennung von Prüfergebnissen und der Qualitätssicherung in Prüflaboratorien
Western European Calibration Cooperation	WECC (1975)	Harmonisierung der Arbeitsweise der Kalibrierdienste und grenzüberschreitende Anerkennung von Kalibrierzertifikaten (vgl. 11.2.2); Zusammenschluß (1994) mit WELAC zu EAL
Western European Laboratory Accreditation Cooperation	WELAC (1989)	Harmonisierung der Akkreditierung von Prüflaboratorien innerhalb Europas mit dem Ziel der gegenseitigen Anerkennung; Zusammenschluß (1994) mit WECC zu EAL
European Cooperation in Legal Metrology	WELMEC (1989)	Harmonisierung und Koordinierung von nationalen und regionalen Aktivitäten in allen technischen Fragen des gesetzlichen Meßwesens in Europa (vgl. 11.2.2)

11.5 Qualitätsmanagement

Qualitätsmanagementmaßnahmen auf den unterschiedlichsten Ebenen gehörten schon immer zu den unverzichtbaren Elementen eines leistungsfähigen Meß- und Prüfwesens. Mit fortschreitender wissenschaftlich-technischer Entwicklung erfolgte auch eine Anpassung an das in der Wirtschaft übliche Instrumentarium der Qualitätssicherung.

Qualität ist in diesem Zusammenhang definiert als die Gesamtheit von Merkmalen einer Einheit bezüglich ihrer Eignung, festgelegte und vorausgesetzte Erfordernisse zu erfüllen. Die Einheit kann dabei eine Tätigkeit, ein Prozeß, ein Produkt, eine Organisation, ein System, eine Person oder irgendeine Kombination daraus sein. Dem Begriff des Produktes kommt dabei eine besondere Bedeutung zu. In der laufenden ISO-Normung des Qualitätsmanagements werden Produkte in vier Produktkategorien (Hardware, Software, verfahrenstechnische Produkte, Dienstleistungen) unterteilt, wobei Produkte im allgemeinen Kombinationen aus diesen vier Produktkategorien sind.

Qualitätsmanagement und Qualitätssicherung sind heute ein dynamischer Prozeß, der Führungsmethoden, Organisationsstruktur, Aufbau- und Ablauforganisation sowie Verantwortlichkeiten prägt, die Qualität in den Mittelpunkt stellt und durch Zufriedenstellung des Kunden auf langfristigen Geschäftserfolg sowie auf Nutzen für die Mitglieder der Organisation und für die Gesellschaft zielt.

11.5.1 Regelwerke für QM-Systeme

Ein wirksames QM-System ist darauf ausgerichtet, in allen Bereichen ein angemessenes Qualitätsniveau zu erreichen und zu erhalten. Was nun als angemessen betrachtet werden kann und auf gesicherten Erkenntnissen von Wissenschaft, Technik und Erfahrung basiert, wird in normativen Dokumenten zusammenfassend dargestellt. So ist die Vorgehensweise auch auf dem Gebiet des Qualitätsmanagements.

Die ersten Impulse hierzu kamen aus den USA. Zu Beginn der 60er Jahre, zuerst branchenspezifisch zur Realisierung der hohen Qualitätsanforderungen auf militärischem Gebiet, dann etwas später, um den speziellen Sicherheitsanforderungen beim Bau von Kernkraftwerken zu genügen. Das weltweite Interesse an Regelungen zur Qualitätssicherung führte zu umfassenden, branchenübergreifenden QM-Regelwerken mit normativem Charakter. Diese Aufgaben wurden dann im ISO/TC 176 „Quality, Management and Quality Assurance“ bearbeitet und führten 1987 zur Veröffentlichung der Normenreihe ISO 9000ff. Diese Normen sind notwendig, um die Einheitlichkeit in Qualitätsfragen und die Vergleichbarkeit von Prüfergebnissen zu gewährleisten.

Sie umfassen vielfältige Anforderungen an eine zweckmäßige und wirtschaftliche Gestaltung der QM-Maßnahmen. Die Normen ISO 9001, ISO 9002 und ISO 9003 enthalten Modelle zur Darlegung der Qualitätssicherung für unterschiedliche Nachweistufen in Abhängigkeit von der Komplexität des Produktes und des Prozesses, der Sicherheit der Produkte und der Wirtschaftlichkeit. Sie dienen vor allem als Modelle zur Darlegung von QM-Maßnahmen bei vertraglicher Beziehung zwischen Anbieter und Käufer, wenn dieser Vertrauen zu den QM-Systemen des Anbieters haben soll. Durch die europäische Normungsorganisation CEN wurde diese Normenreihe unter der Bezeichnung EN ISO 9000ff herausgegeben (vgl. Tab. 11.2).

ISO 9000 ist der Leitfaden für die Auswahl der o.g. Normen. Die Normenreihe wird ergänzt durch eine Norm zur Terminologie (ISO 8402) und durch die Normenreihe ISO 10000ff über Qualitätstechniken wie z.B. Meßmittelmanagement und Auditdurchführung.

Tab. 11.2 Normen des Qualitätsmanagements

EN ISO 9000	Normen zum Qualitätsmanagement- und zur Qualitätssicherung/QM-Darlegung
EN ISO 9001	Qualitätsmanagementsysteme. Modell zur Darlegung des Qualitätsmanagementsystems in Design/Entwicklung, Produktion und Kundendienst
EN ISO 9002	Qualitätsmanagementsysteme. Modell zur Darlegung des Qualitätsmanagementsystems in Produktion, Montage
EN ISO 9003	Qualitätsmanagementsysteme. Modell zur Darlegung des Qualitätsmanagementsystems bei der Endprüfung
EN ISO 9004	Qualitätsmanagement und Elemente eines Qualitätsmanagementsystems Teil 1: Leitfaden Teil 2: Leitfaden für Dienstleistungen Teil 3: Leitfaden für verfahrenstechnische Produkte

Eine Strategie zur Entwicklung der internationalen Normungstätigkeit auf dem Gebiet der Qualitätssicherung in den 90er Jahren enthält als Zielvorstellung eine universelle Akzeptanz, gegenwärtige und künftige Verträglichkeit und künftige Flexibilität. Diese Ziele sind besonders zur Anwendung im Hinblick auf die Normen zur externen Darlegung des Qualitätsmanagements gedacht.

11.5.2 Zertifizierung von Qualitätsmanagementsystemen

QM-Systeme können von unabhängigen Organisationen auf ihre Übereinstimmung mit einzelnen Normen überprüft werden. Diese Beurteilung und Zertifizierung von QM-Systemen erfolgt vorzugsweise auf der Basis von DIN EN ISO 9001 bis DIN EN ISO 9003. Mit Hilfe dieser Zertifizierung wird der Nachweis erbracht, daß die Erzeugnisse oder Dienstleistungen entsprechend den Forderungen von Vorschriften, Normen oder Kunden geliefert werden können. Die Zertifizierung ist freiwillig; im gesetzlichen geregelten Bereich wird hierdurch der Zugang zum gesamten EG-Binnenmarkt stark vereinfacht (s. 11.4).

Die Zertifizierung wird von Zertifizierungsstellen durchgeführt. Diese Dienstleistung wird in Deutschland von mehreren Unternehmen und öffentlichen Institutionen angeboten, wobei international die Forderung nach akkreditierten Zertifizierungsstellen zunimmt. Akkreditierung bedeutet hier eine unabhängige Überprüfung, ob die Zertifizierungsstelle entsprechend der europäischen Norm DIN EN 45 012 arbeitet.

Nationale Akkreditierungen von Zertifizierungsstellen von QM-Systemen werden für den gesetzlich nicht geregelten Bereich von der TGA-Trärgemeinschaft für Akkreditierungen GmbH (s. 11.4.3) ausgesprochen. Ausländische Akkreditierungen werden in fast allen EG-Staaten ausgesprochen. Die Gleichwertigkeit der Beurteilung und Zertifizierung von QM-Systemen wird im Rahmen der European Organization for Testing and Certification (EOTC) durch das „Europäische Komitee für die Beurteilung und Zertifizierung von Qualitätssicherungssystemen“ (EQS) koordiniert. Die gegenseitige Anerkennung der Zertifizierung von QM-Systemen erfolgt über bilaterale Vereinbarungen zwischen den Zertifizierungsstellen, bisher gibt es 14 solcher Vereinbarungen.

11.5.3 Qualitätsmanagement in Prüf- und Kalibrierlaboratorien

Die Erarbeitung von QM-Regelwerken für diejenigen, die Prüfungen und/oder Kalibrierungen durchführen, erfolgte zunächst parallel zu den erzeugnisorientierten Normen. Als

Forum für den internationalen Meinungsaustausch fand 1977 erstmalig die Internationale Laborakkreditierungskonferenz (ILAC) statt. Die Konferenzergebnisse führten dann zur Zusammenstellung von Kriterien für die technische Arbeit von Prüflaboratorien (s. 11.4). Aufgrund der großen internationalen Akzeptanz der Ergebnisse wurde diese dann von der ISO als ISO-Guide 25 – 1978 veröffentlicht. 1982 erfolgte eine erste Überarbeitung. Sie wurde in Abstimmung zwischen ISO und IEC durchgeführt, so daß eine weitere Verbreitung der Basis durch die Veröffentlichung als ISO/IEC-Guide 25 – 1982 erreicht wurde. Zu diesem Zeitpunkt war die Normenreihe ISO 9000 noch nicht veröffentlicht. Erst die jüngste Ausgabe von ISO/IEC-Guide 25 – 1990 konnte darauf Bezug nehmen.

In der Einleitung zu ISO/IEC-Guide 25 – 1990 wird ausdrücklich darauf hingewiesen, daß Laboratorien, die den Anforderungen dieses Leitfadens entsprechen, auch die entsprechenden Anforderungen hinsichtlich Kalibrier- und Prüftätigkeit der Normenreihe ISO 9000 erfüllen. Das gilt auch für das Modell, das in ISO 9002 beschrieben ist, wenn sie als Lieferer von Kalibrier- und Prüfergebnissen tätig sind. Die Umkehrung dieser Schlußfolgerung ist nicht zulässig. Zur Regelung und Harmonisierung der Zertifizierungs-, Anerkennungs- und Prüfverfahren sowie zum Erreichen der gegenseitigen Anerkennung wurden von CEN/CENELEC die Normen der Reihe EN 45 000 ausgearbeitet. Mit ihrer Umsetzung in den 18 Ländern der EU und der EFTA bilden sie die Grundlage für ein System gegenseitiger Anerkennung (vgl. Tab. 11.3).

Tab. 11.3 Europäische Normenreihe EN 45 000 für Zertifizierung und Akkreditierung

EN 45 001	Allgemeine Kriterien zum Betreiben von Prüflaboratorien
EN 45 002	Allgemeine Kriterien zum Begutachten von Prüflaboratorien
EN 45 003	Allgemeine Kriterien für Stellen, die Prüflaboratorien akkreditieren
EN 45 004	Allgemeine Kriterien für den Betrieb von Stellen, die Inspektionen durchführen
EN 45 011	Allgemeine Kriterien für Stellen, die Produkte zertifizieren
EN 45 012	Allgemeine Kriterien für Stellen, die Qualitätssicherungssysteme zertifizieren
EN 45 013	Allgemeine Kriterien für Stellen, die Personal zertifizieren
EN 45 014	Allgemeine Kriterien für Konformitätserklärungen von Anbietern
EN 45 020	Allgemeine Fachausdrücke und deren Definitionen betreffend Normung und damit zusammenhängende Tätigkeiten

Durch die Normen soll sichergestellt werden, daß Konformitätserklärungen, Prüfergebnisse sowie Bescheinigungen über Produktprüfungen und Qualitätsmanagementsysteme von unterschiedlichen nationalen Prüflaboratorien und Zertifizierungsstellen miteinander vergleichbar sind. Vor allen Dingen soll dadurch das grundlegende Vertrauen in Produkte und Qualitätsmanagementsysteme geschaffen werden.

Literatur zu 11.5

- ISO/IEC-Leitfaden 25 (1990): Allgemeine Anforderungen an die Kompetenz von Kalibrier- und Prüflaboratorien.
 ISO/TC 176 „Qualitätsmanagement und Qualitätssicherung“ (1991): Eine Strategie zur Entwicklung Internationaler Normen zu Qualitätsmanagement und Qualitätssicherung für die 90er Jahre, DIN-Mitt. 79, 344.