

# TELEFUNKEN ZEITUNG

HERAUSGEBER  
PROF. DR. W. T. RUNGE

JAHRGANG 39

1966

HEFT 1

T E L E F U N K E N · A G · B E R L I N

# I N H A L T S A N G A B E

<i>K. Fränz und D. Peltz</i> Arbeiten über Analogrechenetechnik .....	3
<i>G. Meyer-Brötz, A. Kley, W. Giloi und G. Haußmann</i> Stand und Entwicklung der Technik der analogen und hybriden Rechner .....	4
<i>G. Meyer-Brötz und E. Heim</i> Ein breitbandiger Operationsverstärker mit Silizium-Transistoren .....	16
<i>A. Kley, E. Heim, K. Müller und P. Nieß</i> Elektronische Schalter für die Integrierersteuerung .....	33
<i>W. Schneider</i> Zur Fehlerabschätzung bei Diodenfunktionsgebern .....	39
<i>A. Kley und E. Heim</i> Funktionsgeber und Multiplizierer mit Halbleiterdioden .....	52
<i>A. Kley und E. Heim</i> Ein elektronischer Koordinatenwandler .....	60
<i>W. Giloi, A. Kley, R. Herschel, G. Haußmann und P. Wiesenthal</i> Aufbau und Anwendung des hybriden Analogrechners .....	66
<i>W. Giloi</i> Hybride Rechnersysteme .....	82
<i>R. Herschel</i> Zur Programmierung von hybriden Rechenanlagen in ALGOL .....	100
<i>W. Giloi, W. Holz und R. Schwarz</i> Die Telefunken-Analogrechner-Familie .....	110
<i>W. Giloi, G. Haußmann und R. Schwarz</i> Der Präzisions-Analogrechner RA 800 HYBRID .....	112
<i>W. Giloi, G. Haußmann, J. Kretzschmar, K. Müller und R. Schwarz</i> Die Steuerung des RA 800 HYBRID .....	115
<i>W. Giloi und O. Bohner</i> Servoeinstellung der Koeffizienten-Potentiometer .....	121
<i>W. Giloi und A. Geiger</i> Zusatzeinschübe mit nichtlinearen Elementen .....	122
<i>R. Schwarz</i> Die Tischanalogrechner RA 741 und RAT 700 .....	127
<i>R. Schwarz</i> Hybrider Präzisionsanalogrechner RA 770 .....	128
Weitere Beiträge zur Analogrechenetechnik von Mitarbeitern der TELEFUNKEN AG (Stand 1. September 1965) .....	130
Abridgments (Kurzfassungen der in diesem Heft enthaltenen Aufsätze in englischer Sprache) .....	133
Abrégés (Kurzfassungen der in diesem Heft enthaltenen Aufsätze in französischer Sprache) .....	138
Sumarios (Kurzfassungen der in diesem Heft enthaltenen Aufsätze in spanischer Sprache) .....	144
Auszeichnung für Dr.-Ing. <i>W. Hilberg</i> .....	149
<i>F. Herriger</i> Kurt Nowack † .....	150
<i>E. Klotz</i> G. Schaffstein † .....	150
Weitere Veröffentlichungen aus Forschung und Entwicklung der TELEFUNKEN AG .....	151

Die Telefunken-Zeitung erscheint in zwangloser Folge mit etwa drei bis fünf Heften im Jahr und kann gegen eine Schutzgebühr von 3,— DM je Heft (Doppelheft 6,— DM) zuzüglich Porto von der Schriftleitung der Telefunken-Zeitung, TELEFUNKEN AG, 1 Berlin 10, Ernst-Reuter-Platz 7, Telefon 34 00 01, bezogen werden. Postscheckkonto Berlin West 60 20, Bankkonto: Berliner Discontobank AG., 1 Berlin 30, Potsdamer Straße 140

Nachdruck von Aufsätzen und Bildern nur mit unserer Genehmigung.  
Das Fotokopieren einzelner Aufsätze, auch für berufliche Zwecke, ist erlaubt.

## Arbeiten über Analog-Rechentechnik

Vor zehn Jahren wurden in unserem zu dieser Zeit eben gegründeten Forschungsinstitut Arbeiten über Analog-Rechentechnik in Gang gebracht. Zehn Jahre intensiver Tätigkeit auf diesem Gebiet sind ein Anlaß, als Einleitung der folgenden technisch-wissenschaftlichen Arbeiten kurz auf den Werdegang der Analog-Rechentechnik bei Telefunken zurückzuschauen.

Im Jahre 1955 dachte man bei der technischen Realisierung von Analogrechnern vielfach noch an mechanische oder elektromechanische Rechner. Die Erkenntnis, daß elektronische Analogrechner in der Genauigkeit ebenbürtig, in der Flexibilität der Programmierung, in der Geschwindigkeit und Preisgestaltung aber überlegen sind, hatte sich damals noch nicht allgemein durchgesetzt. Es wurde viel darüber diskutiert, ob eine Rechenanlage, deren Anwendungsbereich hauptsächlich außerhalb der Nachrichtentechnik lag, überhaupt zum Entwicklungsziel eines Unternehmens gehören sollte, dessen Arbeitsgebiet seit jeher auf die Nachrichtentechnik ausgerichtet war.

Die ersten Forschungsaufgaben waren, Funktionsweise, Genauigkeit und Bandbreite elektronischer Rechen-elemente zu studieren. Die im Forschungsinstitut gewonnenen Erkenntnisse wurden in Zusammenarbeit mit dem damaligen Fachgebiet für Meß- und Sondergeräte in einem röhrenbestückten, repetierenden Gleichspannungs-Analogrechner verwendet, der in kleiner Stückzahl gefertigt wurde.

Parallel dazu liefen Forschungsarbeiten über die Möglichkeiten und Grenzen der Anwendung von Transistoren. Die Kenntnisse von der Wirkungsweise der Funktionsgruppen des Analogrechners und von der Schaltungstechnik mit Transistoren verschmolzen in der Entwicklung des ersten transistorierten Präzisions-Analogrechners, der auf der Messe 1960 in Hannover zum ersten Mal gezeigt wurde, zu einer Zeit, in der vielfach noch angenommen wurde, daß Transistoren zwar für die Schaltkreise der Impulstechnik, nicht aber für die genauen Rechenelemente eines Analogrechners geeignet seien.

In steter enger Zusammenarbeit zwischen dem Forschungsinstitut und dem Fachbereich Informationstechnik, der für alle mit der Entwicklung und Fertigung verbundenen Fragen zuständig ist, entstanden zahllose Verbesserungen und Ergänzungen der Telefunken-Analogrechner. Sie sind inzwischen zu einer Rechnerfamilie herangewachsen, die vom einfachen Tischrechner bis zur hybriden Großrechneranlage reicht. Der Benutzer der Telefunken-Analogrechner kann die Erfahrung kaufen, die in mehr als sechzig bisher erschienenen wissenschaftlichen Veröffentlichungen sichtbar wird und die auf den Seiten 130...132 dieses Heftes zusammengestellt sind. Weit über zweihundert Analogrechenanlagen sind von Telefunken für industrielle Anwendungen, für Forschung und Lehre geliefert worden.

Die Technik steht nicht still. Nur durch stetige Anstrengungen in Entwicklung und Forschung und durch enge Zusammenarbeit mit den Benutzern kann der modernste technische Stand gewonnen werden. Aus dem klassischen Röhrenrechner vor zehn Jahren ist der transistorierte, vollelektronische Analogrechner, der hybride Analogrechner und das hybride Rechnersystem von heute und morgen geworden. Der Analogrechner wurde schneller, zuverlässiger und vielseitiger steuerbar.

Die folgenden Aufsätze über das Analogrechnen geben einen Ausschnitt aus dem gegenwärtigen Stand der Forschung und Entwicklung bei Telefunken. Etwa die Hälfte der Beiträge beschäftigt sich mit dem Problem der höheren Rechengeschwindigkeit durch die Verwendung breitbandiger Verstärker, elektronischer genauer Schalter und elektronischer Elemente für die nichtlinearen Rechenoperationen. Der zweite Teil ist der digitalen Steuerung und dem Ausbau des Analogrechners zum hybriden Rechnersystem gewidmet. Hier stehen Fragen der Systemplanung und der Programmierung im Vordergrund. Diese Aufteilung spiegelt den Tatbestand wider, daß neben einer ausgefeilten Schaltungstechnik der Systemaufbau immer mehr Beachtung verdient. Den Schluß bildet ein Überblick über den Hauptteil unseres Geräteprogramms.

Die Autoren der in diesem Heft der Telefunken-Zeitung veröffentlichten Arbeiten gehören zum Forschungsinstitut oder zum Fachbereich Informationstechnik. Die breite Mitarbeit von Prof. W. Giloi an den Aufsätzen dieses Heftes geht noch auf die Zeit zurück, in der er als Mitarbeiter von Telefunken für das Analogrechnen verantwortlich war. Wir danken Herrn Prof. Giloi dafür, daß er uns auch nach seinem Übergang zur Technischen Universität Berlin seine Mithilfe gewährt hat. Die Zusammenarbeit aller Beteiligten aus unserem Forschungsinstitut und aus dem Fachbereich, zwischen Entwicklung, Vertrieb und Fertigung war eine nicht unwesentliche Voraussetzung dafür, daß Telefunken in der Technik des analogen und hybriden Rechnens eine führende Position erreicht hat.

K. Fränz      D. Peltz

# Stand und Entwicklung der Technik der analogen und hybriden Rechner

Von G. Meyer-Brötz, A. Kley, W. Giloi und C. Haußmann

Bis zum Anfang der fünfziger Jahre beschränkte sich die Aktivität bei der Entwicklung elektronischer Rechenanlagen auf zwei spezielle Typen mit völlig verschiedener physikalischer Arbeitsweise, den Analogrechner auf der einen, den Digitalrechner auf der anderen Seite. Entsprechend stützte sich die Anwendung entweder auf den einen oder auf den anderen Typ. Für jeden Rechner wurden laufend neue Anwendungsbereiche erschlossen, und die Verwendung des einen oder anderen Typs war häufig nicht die Folge einer sachlichen Prüfung, sondern oft eine Frage der Gewöhnung, häufig genug auch von Unkenntnis oder Vorurteilen. Mit der Erweiterung des Analogrechners durch digitale Steuerung zum hybriden Analogrechner oder durch Kopplung mit einem digitalen Rechner zum hybriden Rechnersystem werden die Möglichkeiten des Analogrechners stark erweitert und die Grenzen verwischt.

Die hybride Rechentechnik stellt an den Analogrechner erhöhte Anforderungen, deren wesentliche eine möglichst große Bandbreite der Rechenelemente ist. Damit scheiden servogesteuerte Funktionsgruppen und Zeitmultiplex-Verfahren aus. Bei der Diskussion über die Bandbreite darf nicht allein die aus dem 3 dB-Abfall der Verstärkung definierte Bandbreite des Umkehrverstärkers oder die Frequenz, bei der die Spannungsverstärkung des offenen Operationsverstärkers gleich eins geworden ist, betrachtet werden, Kriterien, die für die dynamischen Fehler analoger Rechenelemente üblich sind. Man muß daneben auch die Steuerschaltung der Integrierer und die Fehler ihrer Schalter berücksichtigen, die häufig die mögliche Rechengeschwindigkeit viel stärker beschränken als die Bandbreite der linearen Rechenelemente.

Es wird gezeigt, daß eine hohe Bandbreite konstruktive Maßnahmen erfordert, nämlich einen kompakten Aufbau von Rechenelementen, die einen möglichst großen Ausgangsstrom liefern können. Dieser Strom muß bei vergleichbarer Bandbreite um so größer sein, je höher die Rechen Spannungen sind, so daß bei einer zehnfach höheren Maschineneinheit die hundertmal höhere Leistung erforderlich ist. Die Abfuhr der Wärme macht bei dem geforderten gedrängten konstruktiven Aufbau erhebliche Schwierigkeiten. Die wirtschaftlichste Lösung ist bei einem Transistorrechner die Verwendung einer Maschineneinheit von 10 V.

Die Anwendung von Iterationsverfahren, das Studium von Optimierungsproblemen und statistische Untersuchungen werden durch die Erweiterung des Analogrechners mit digitalen Schaltkreiselementen ermöglicht. Die Programmierung des Analogrechners wird dadurch aber merklich schwieriger, so daß es zweckmäßig ist, besonders häufig vorkommende Steuerungsschaltungen im Steuerteil des Analogrechners fest verdrahtet vorzusehen.

Die beschränkten Möglichkeiten zur Speicherung von Werten können durch die Kopplung mit einem Digitalrechner praktisch unbegrenzt erweitert werden.

## 1. Das Spektrum elektronischer Rechenanlagen, vom Analogrechner zum Hybridrechner

Um die Erweiterungen und Erweiterungsmöglichkeiten des Analogrechnens zum Hybridrechnen zu würdigen, sollen zu Beginn die Besonderheiten der Analog- und Digitaltechnik durch Gegenüberstellung einiger ihrer Merkmale beschrieben werden. Die wesentlichen Unterschiede liegen

- a) in der Art der Wertedarstellung. Rechengrößen werden beim Gleichspannungs-Analogrechner durch die Amplituden von Spannungen repräsentiert, die sich kontinuierlich als Funktion der Zeit ändern können; beim Digitalrechner werden sie hingegen durch Impulse (unter Umständen auch durch statische Signale oder Magnetisierungszustände) dargestellt, die eine binäre Information vermitteln;
- b) in einer verschiedenartigen technischen Realisierung. Der Analogrechner besitzt „Rechenelemente“ für alle vorkommenden Operationen von den vier Grundrechenarten bis zur Funktionsbildung und Integration, deren Basis der Operationsverstärker in Verbindung mit hochpräzisen passiven Schaltelementen ist; der Digitalrechner enthält einige Grundtypen von „Schaltkreisen“ für logische Verknüpfung, Speicherung und Signalverstärkung, die in allen Teilen des Rechners in großer Zahl eingesetzt werden. Vollständige Rechenwerke sind normalerweise nur für die vier Grundrechenarten vorhanden;
- c) in der Genauigkeit. Beim Analogrechner ist sie durch die Rechenkomponenten auf etwa 0,01% begrenzt. Der durch Drift und Rauschen verfügbare Wertebereich ist nicht größer als etwa sechs Zehnerpotenzen. Die Genauigkeit des Digitalrechners hängt hingegen von der Wortlänge (die theoretisch beliebig festgelegt werden kann) und dem gewählten numerischen Verfahren ab. Selbst bei Rechnern mit mittlerer Wortlänge von 24 bit kann man mit einer um etwa zwei Zehnerpotenzen höheren Genauigkeit als beim besten Analogrechner rechnen. Durch Gleitkomma-Darstellung kann der Wertebereich fast praktisch unbegrenzt groß gemacht werden;



- d) in der Durchführung der Rechnung. Beim Analogrechner werden alle zur Lösung eines Problems notwendigen Operationen gleichzeitig ausgeführt (parallele Arbeitsweise), beim Digitalrechner nacheinander (serielle oder sequentielle Arbeitsweise);
- e) in der Rechengeschwindigkeit. Diese ist beim Analogrechner, unabhängig vom Umfang des zu berechnenden Problems, durch die parallele Arbeitsweise wesentlich größer als beim Digitalrechner, selbst wenn dieser nur sehr kurze Zeiten für die einzelnen Operationen benötigt;
- f) in der Art und Durchführung der Programmierung. Die Lösung eines Problems geschieht beim Analogrechner durch Zusammenschalten der Rechenelemente („Operationsblocks“), wobei für jede zur Lösung notwendige mathematische Operation ein definierter Block (ein bestimmtes Rechenelement) zur Verfügung stehen muß. Die Vorschrift für das Aufstellen des „Programms“ (des Koppelplans) wird unmittelbar durch die mathematische Problembeschreibung geliefert. Die Herstellung des Programms erfolgt bis heute noch manuell auf einem Steckbrett. Da alle Elemente parallel arbeiten, braucht man sich nicht um die richtige Folge der Operationen zu kümmern.

Durch die Beschränkung der beim Digitalrechner unmittelbar verfügbaren Operationen auf die vier Grundrechenarten kann nicht direkt nach der mathematischen Problembeschreibung programmiert werden, sondern es wird als Zwischenglied das ganze Feld der numerischen Mathematik benötigt. Die sequentielle Arbeitsweise des Digitalrechners bedingt darüber hinaus, daß der Programmierer auf die richtige Reihenfolge in der Durchführung der einzelnen Operationen achten muß. Dadurch werden sehr viel mehr Befehle für den Ablauf des Programms notwendig (Befehle für Vergleiche, Verzweigungen, Indexerhöhungen beim Aufbau von Iterationsschleifen und dergleichen) als für die eigentlichen arithmetischen Operationen. Diese Arbeit wird durch die algorithmischen Programmiersprachen, wie ALGOL und FORTRAN, zwar standardisiert und dadurch erleichtert, jedoch nicht vermieden;

- g) in den Möglichkeiten zur Daten-Speicherung und Durchführung logischer Entscheidungen. Während der Analogrechner beide Möglichkeiten kaum aufweist, sind sie im Digitalrechner fast unbegrenzt vorhanden.

Aus diesen hier ohne Differenzierungen gebrachten Merkmalen ergeben sich die typischen Anwendungen. Der Analogrechner ist in erster Linie für das Studium dynamischer Systeme, d. h. für die Lösung von gewöhnlichen Differentialgleichungen, geeignet. Demgegenüber bietet der Digitalrechner die Möglichkeit, umfangreiche algebraische Operationen durchzuführen, eine große Zahl von Werten und Zwischenergebnissen zu speichern, komplexe Unterprogramme, bedingte Anweisungen, logische Entscheidungen und Iterationsverfahren zu programmieren. Bei vielen Aufgaben ist der Analogrechner heute dem Digitalrechner in der Geschwindigkeit überlegen, in der Genauigkeit aber unterlegen.

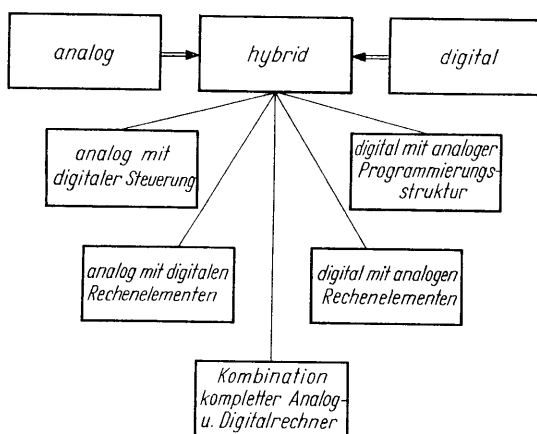


Bild 1: Das Spektrum elektronischer Rechenanlagen

Ohne Zweifel gibt es auch heute viele Aufgaben, bei denen von vornherein klar ist, ob zweckmäßiger ein Analog- oder ein Digitalrechner zu verwenden ist. Was aber, wenn zum Beispiel bei einem Echtzeit-Simulierungsproblem die Geschwindigkeit des Digitalrechners und die Genauigkeit des Analogrechners allein nicht ausreichen? Was kann man tun, wenn im Ablauf einer Lösung auf dem Analogrechner logische Entscheidungen zu treffen sind, die den weiteren Verlauf der Lösung beeinflussen? Vor etwa zehn Jahren begann sich die Lücke im Spektrum der Rechenanlagen zwischen den Analogrechnern und Digitalrechnern (Bild 1) zu schließen, indem man von dem Bemühen, gewisse Eigenschaften des Analogrechners mit denen des Digitalrechners zu vereinen [1] [2] [3], ausging.

Der älteste Versuch dieser Art, Genauigkeit und Geschwindigkeit zu steigern, ist die Ziffernintegrieranlage (DDA) [4]. Während die Struktur und die Programmierung dem Analogrechner ähnlich ist, werden die Variablen digital dargestellt, so daß die Elemente der Impulstechnik benutzt werden können. Die Ziffernintegrieranlagen haben sich wegen des erheblichen Aufwandes bei Parallelarbeit nicht durchsetzen können.

Durch die Verwendung von analogen Elementen in einem Digitalrechner wurde der Versuch unternommen, die Geschwindigkeit des Digitalrechners dadurch zu steigern, daß einige Operationen unter Verwendung analoger Schaltungstechnik parallel ausgeführt werden.

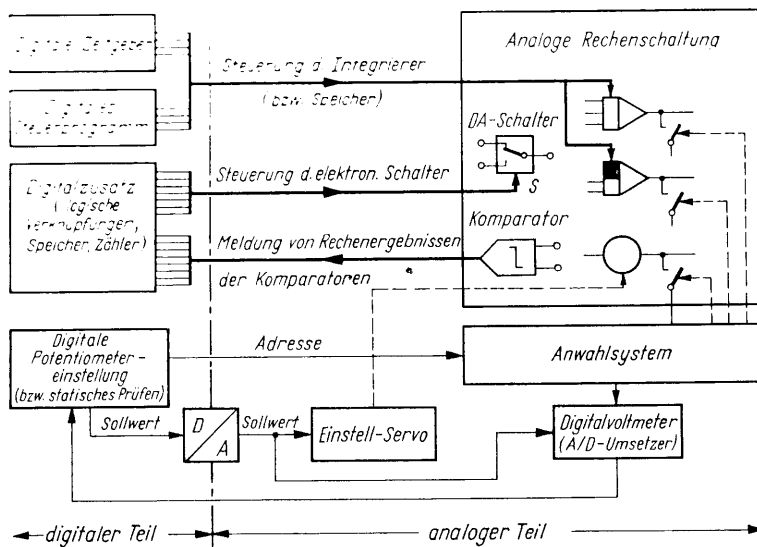


Bild 2: Blockdiagramm eines voll ausgebauten, hybriden Analogrechners

aus einer Dualzahl und einem Analogwert zusammengesetzt ist, wobei das digitale Signal die Stellen höchster Wertigkeit, das analoge Signal den Rest darstellt. Wegen des hohen Aufwandes wird dieses Prinzip nur in Sonderfällen Bedeutung erlangen.

Durch die Ergänzung des Analogrechners mit digitalen Elementen für logische Entscheidungen und Steuerungseingriffe in das analoge Rechenprogramm — den Ausbau des Analogrechners zum hybriden Analogrechner (Bild 2) [1] [7] [8] [9] — kann der Anwendungsbereich des Analogrechners erheblich erweitert werden. Neben den rein analogen Rechenelementen und rein digitalen Schaltkreisen gibt es zwei hybride Kopplungselemente, die dem Rechen- und Steuerteil gemeinsam angehören (Bild 3). Der Digital-Analog-Schalter wird von einem binären Signal angesteuert und kann an seinem Ausgang Analogspannungen umschalten. Der Komparator vergleicht zwei analoge Spannungen und gibt als Folge des Vergleichs ein binäres Ausgangssignal ab. Beide Elemente sind die einfachsten Grundglieder eines Digital-Analog- bzw. Analog-Digital-Umsetzers. Da im übrigen die analogen und digitalen Rechenelemente völlig voneinander getrennt sind, kann die Ergänzung des Analogrechners zum hybriden Analogrechner stets nachträglich und allmählich erfolgen; die Grundausstattung des Analogrechners wird kaum verteuert.

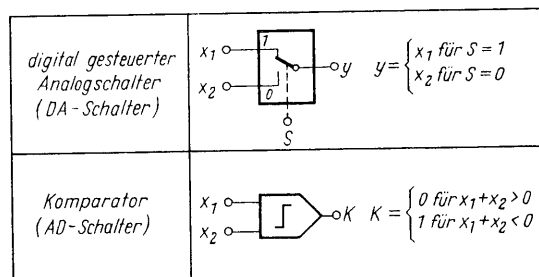


Bild 3: Hybride Rechenelemente

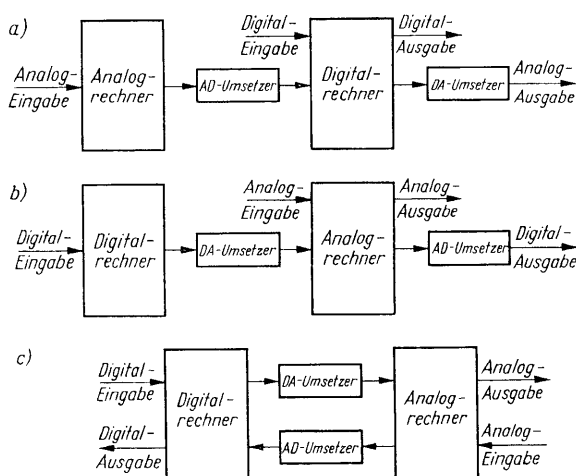


Bild 4: Hybride Rechnersysteme. a) und b) mit offener, c) mit geschlossener Kopplung zwischen Analog- und Digitalrechner

Ganz in der Nähe liegt im Spektrum die Ergänzung des Analogrechners mit digitalen Elementen zur Erhöhung der Genauigkeit. Am bekanntesten ist die Verwendung von Digitalvoltmetern zur genauen Messung. Manchmal werden auch digitale Funktionsgeber oder Speicher eingesetzt, um den Anwendungsbereich des Analogrechners zu erweitern.

Zwischen den beiden letztgenannten Fällen steht die Verwendung analoger und digitaler Techniken in einem Rechenelement [5] [6]. Durch dieses Prinzip gelangt man zu einer teils analogen, teils digitalen — einer hybriden — Zahlendarstellung, indem jeder Wert

Typische Aufgaben für hybride Analogrechner sind die Anwendung von Iterationsverfahren, die Lösung von Randwertaufgaben, die automatische Optimierung und Monte-Carlo-Studien bei statistischen Problemen. In allen diesen Fällen ist eine oft sehr große Zahl von Rechnungsabläufen durchzuführen, wobei bei jedem Rechnungsablauf Parameter der Lösungsschaltung zu verändern oder Ausgangsgrößen zu messen sind. Handelt es sich insbesondere um dynamische Probleme, so kann jeder einzelne Rechnungsablauf mit dem Analogrechner in extrem kurzer Zeit (z. B. 10 ms) erfolgen, die Dauer für die gesamte Rechnung, die unter Umständen einige Zehntausend einzelne Rechnungsabläufe erfordert, ist erheblich kürzer als auf einem Digitalrechner. Die wesentliche Rückwirkung der

digitalen Steuerung beim hybriden Analogrechner auf die analogen Rechenelemente ist die zu fordernde hohe Bandbreite der Rechenelemente und die Steuerungsmöglichkeiten für jeden einzelnen Integrierer (Bild 2).

In der Mitte des Spektrums steht schließlich das hybride Rechnersystem, die Zusammenschaltung vollständiger Analog- und Digitalrechner über Analog-Digital- und Digital-Analog-Umsetzer (Bild 4). Bei offener Kopplung beider Rechner dient der Analogrechner bzw. der Digitalrechner als Ein/Ausgabesystem für den anderen Rechner. Eine Kopplung nach Bild 4b wird z. B. für die reine Steuerung des Analogrechners, die automatische Potentiometereinstellung, die statische und dynamische Prüfung verwendet. Das vollständigere und allgemeinere System ist die geschlossene Kopplung zwischen Analog- und Digitalrechner (Bild 4c) [2] [10] [11].

Inzwischen gibt es nicht nur eine ganze Klasse von Digitalrechnern, die für diese Aufgaben speziell konzipiert wurden, sondern auch die Analogrechner und die Kopplungselemente wurden weiter entwickelt und erheblich vervollkommen. Bei dieser Art von hybriden Rechenanlagen stehen keine technischen Probleme im Vordergrund, wohl aber noch ungelöste Probleme der Programmierung.

Die Anwendungsmöglichkeiten hybrider Rechensysteme sind heute noch nicht in vollem Umfang abzusehen, ihr Studium ist ein weites Feld für Forschung und Entwicklung. Ein typisches Beispiel ist die Simulation eines gelenkten Flugkörpers [12]. Die „schnelle“ Flugkörperdynamik, der Autopilot und das Bordregelsystem werden analog, die Flugbahn und die Koordinatentransformationen digital berechnet. Die Anwendungen werden sich weiter ausdehnen auf kompliziertere Optimierungsverfahren, Iterationsverfahren bei der Lösung von Integralgleichungen, Entwicklung nach Orthogonalfunktionen, Integration in mehreren Dimensionen, Lösung partieller Differentialgleichungen, Erzeugung von Funktionen mehrerer Veränderlicher, exakte Multiplikation, Division und Integration über einen großen Wertebereich, Simulation von Prozeßregelungen, Simulation von Mensch-Maschine-Systemen und vieles andere mehr.

Wir wollen uns in dieser und in den folgenden Arbeiten nur mit dem linken Teil des in Bild 1 dargestellten Spektrums der elektronischen Rechenanlagen beschäftigen, dem Analogrechner, dem hybriden Analogrechner (analog mit digitaler Steuerung) und hybriden Rechnersystemen. Wenn hier auch Analogrechner, digitale Steuerung und Digitalrechner zunächst als Einzelgerät unverändert bleiben, so hat die Kopplung der Systeme doch Rückwirkungen des einen Geräteteils auf den anderen. Welche Auswirkungen hat die hybride Rechentechnik auf die Entwicklung der elektronischen Analogrechner?

Bei aller publicity, die das hybride Rechnen in den letzten Jahren gewonnen hat, muß klar festgestellt werden, daß es unverändert viele klassische Anwendungsfälle für den reinen Echtzeit-Analogrechner gibt, dessen hervorragende Eigenschaften durch den möglichen Ausbau zum hybriden Rechner nicht verdeckt werden dürfen. Wenn auch dynamische Echtzeit-Probleme mehr und mehr auf einem Digitalrechner behandelt werden können, so hat doch der reine Analogrechner hier wesentliche Vorteile. Vielleicht werden eines Tages monströse Großanlagen mit über 1000 Verstärkern verschwunden sein. Heute ist bis zu einer Maschinengröße von etwa 100 bis 200 Verstärkern der Analogrechner gegenüber einem Digitalrechner preislich im Vorteil. Auch wenn sich diese Grenze in Zukunft zugunsten des billiger werdenden Digitalrechners verschiebt, wird man in überschaubarer Zukunft nicht auf die Geschwindigkeit und Anschaulichkeit des Analogrechners bei der Planung von Systemen und in der Ausbildung verzichten können. Dies sind Eigenschaften, in denen der Analogrechner den Digitalrechner klar übertrifft.

Auch wenn man auf die Möglichkeiten der Simulation langsamer Vorgänge beim Analogrechner nicht verzichten will, hat seine Ergänzung zum hybriden Analogrechner durch eine zusätzliche digitale Steuerung und die Erweiterung zum hybriden Rechnersystem durch Kopplung mit einem Digitalrechner Konsequenzen für die Technik des Analogrechners. Um die Möglichkeiten hybrider Rechner ausnutzen zu können, muß der Analogrechner schnell sein. Das erfordert für Rechenverstärker und elektronische Multiplizierer, Funktionsgeber und Resolver hohe Bandbreite. Die Möglichkeiten des hybriden Rechners haben die Entwicklung breitbandiger Rechenelemente beschleunigt. Im hybriden Rechnersystem muß der gesamte Ablauf der Rechnung vom Digitalrechner her steuerbar sein. Das verlangt elektronische Steuerung der Rechnerzustände, elektronische Anwahl der Rechenelemente, erweiterte Steuermöglichkeiten für die Integrierer und automatische Potentiometereinstellung. Für das hybride Rechnen muß der Analogrechner flexibel und schnell steuerbar sein.

In den folgenden Abschnitten werden die Auswirkungen des hybriden Rechners auf die Entwicklung der Analogrechentechnik im einzelnen besprochen.

## 2. Auswirkungen der hybriden Rechentechnik auf die analogen Rechenelemente

### 2.1 Bandbreite und Genauigkeit schneller Rechenelemente

Die erreichbare Genauigkeit eines Analogrechners wird bei tiefen Frequenzen durch die Höhe der Gleichspannungsverstärkung des Operationsverstärkers, die Toleranzen der Rechenwiderstände und Kondensatoren und vor allem durch die nichtlinearen Rechenelemente begrenzt. Bei höheren Rechenfrequenzen vermindert sich die Genauigkeit durch den dynamischen Fehler, besonders den mit der Frequenz linear ansteigenden Phasenfehler der Rechenelemente (Bild 5).

Beim bisher üblichen langsamen Echtzeitrechner für Simulationsaufgaben wird die Bandbreite im wesentlichen durch die Servoelemente in den Multiplizierern, Funktionsgebern und Resolvern eingengt. Man erreicht zwar die höchste Rechengenauigkeit von etwa  $10^{-4}$ , aber schon bei etwa 10 Hz wächst der Fehler durch die Geschwindigkeits- und Beschleunigungsgrenzen auch schnellster Servoantriebe steil an (Bild 5a) [13]. Für spezielle Zwecke, besonders für Untersuchungen statistischer Vorgänge, sind Analogrechner mit extrem breitbandigen Rechenelementen für Rechenfrequenzen bis zu 100 kHz entwickelt worden (Bild 5c) [14] [15]. Durch die verwendeten speziellen Schaltungstechniken ist aber hier die statische Genauigkeit auf einige Promille begrenzt. Unterhalb von etwa 1 Hz steigt bei tiefen Frequenzen der Fehler wieder an, so daß derartige Rechner nicht für die Simulation langsamer Vorgänge in Frage kommen. Durch konstruktive Maßnahmen und breitbandige Rechenelemente, speziell also elektronische Multiplizierer [16], Funktionsgeber und Resolver [17] kann beim elektronischen Analogrechner der Frequenzbereich gegenüber dem Rechner mit Servoelementen um zwei Größenordnungen nach oben erweitert werden, ohne auf statische Genauigkeit zu verzichten (Bild 5b). Der Frequenzbereich überdeckt jetzt bei 1% Genauigkeit mehr als sechs Größenordnungen. Der vollelektronische Analogrechner vereinigt damit in sich die Eigenschaften des langsamen Echtzeitrechners mit denen des schnell rechnenden hybriden Analogrechners.

Betrachten wir zunächst die Ursachen für den dynamischen Fehler bei einem nach Bild 6 gegengekoppelten

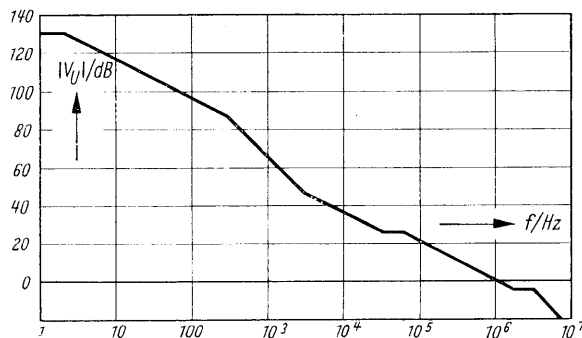


Bild 7: Frequenzgang der Verstärkung  $V_u$  bei einem breitbandigen Rechenverstärker

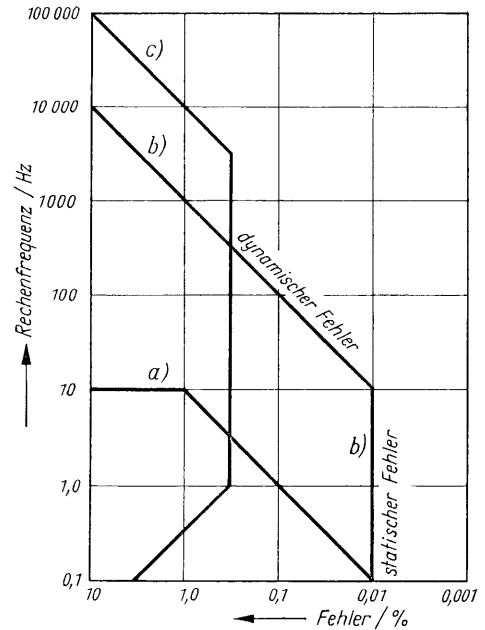


Bild 5: Der Zusammenhang zwischen Rechenfrequenz und Genauigkeit  
a) beim Echtzeitsimulator mit Servoelementen,  
b) beim elektronischen Analogrechner,  
c) beim Spezial-Analogrechner für extrem hohe Rechenfrequenzen.

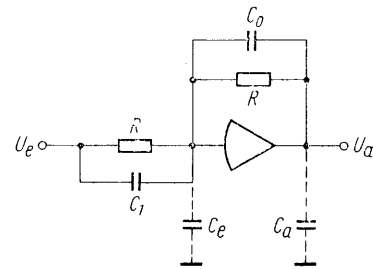


Bild 6: Gegengekoppelter Operationsverstärker

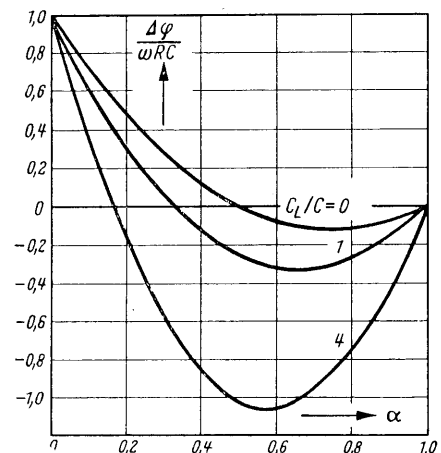
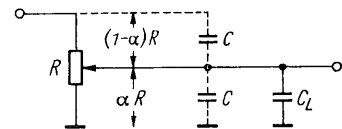


Bild 8: Phasenfehler von kapazitiv belasteten Potentiometern

Operationsverstärker mit dem Betrag der Schleifenverstärkung  $|KV_u| \gg 1$  und der Phase  $\varphi_u$ . Der Phasenfehler, der die dynamische Abweichung von der idealen Operation  $U_a/U_e = -1$  charakterisiert, ist bei niedrigen Frequenzen  $f$

$$\Delta \varphi = 2 \pi R (C_1 - C_0) f + \frac{\sin \varphi_u}{|KV_u|} \quad (1)$$

$C_0$  und  $C_1$  sind unvermeidliche Eigen- und Schaltkapazitäten, die mindestens in der Größenordnung einiger Picofarad liegen. Dazu muß man sich klarmachen, daß eine Differenz in den Kapazitäten von 1,5 pF bei  $R = 1 \text{ M}\Omega$  schon bei 100 Hz einen Phasenfehler von  $10^{-3}$  rad verursacht. Zwar wird vorgeschlagen, die Kondensatoren durch zusätzliche Trimmer genau abzugleichen, so daß in Gl. (1)  $C_1 = C_0$  wird, doch versagt diese Methode, wenn im Eingang oder in der Rückführung der Verstärker nichtlineare Netzwerke liegen, deren differentielle Widerstände von der Aussteuerung abhängen. Die einzige allgemeine Möglichkeit, den Einfluß der Kapazitäten klein zu halten, ist, die Widerstände  $R$  so niederohmig wie möglich zu machen. Der zweite Fehlereinfluß rührt von der endlichen Schleifenverstärkung  $|KV_u|$  her, deren Frequenzgang durch Stabilitätsforderungen bestimmt ist. Die Dimensionierung des Frequenzganges der Verstärkung  $|V_u|$  (Bild 7) wird dabei wesentlich von der kapazitiven Last  $C_e$  am Summenpunkt und  $C_a$  am Ausgang des Verstärkers (Bild 6) beeinflusst [18] [19]. Besonders die Kapazität  $C_e$  der abgeschirmten Leitungen zum Summenpunkt begrenzt die erreichbare Bandbreite. Durch einen gedrängten Aufbau müssen diese Leitungen so kurz wie möglich gehalten werden, wobei das zentrale auswechselbare Schaltfeld die untere Grenze der Leitungslänge festlegt.

Ähnliche Gesichtspunkte für die Dimensionierung ergeben sich für das zweite wichtige lineare Rechenelement, die Koeffizienten-Potentiometer. Abhängig von der Schleiferstellung  $\alpha$  des Potentiometers (Bild 8) ergibt sich für kleine  $\Delta \varphi$  ein Phasenfehler

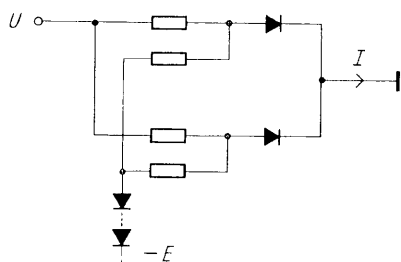
$$\Delta \varphi = 2 \pi f RC (1 - \alpha) \left[ 1 - \alpha \left( 2 + \frac{C_L}{C} \right) \right],$$

der normiert in Bild 8 dargestellt ist. Ein relatives Maximum des Phasenfehlers tritt etwa bei mittlerer Schleiferstellung auf. Die Kapazität  $C$  des Schleifers beträgt für drahtgewickelte Zehngangpotentiometer unabhängig vom Widerstandswert  $R$  des Potentiometers 200 pF [20]. Bei gegebener Frequenz  $f$  kann also der Phasenfehler

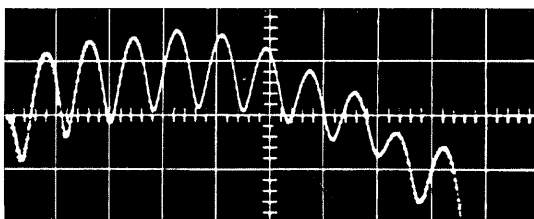
$\Delta \varphi$  wieder durch niederohmige Widerstände und kleine Lastkapazitäten  $C_L$ , d. h. kurze Anschlußleitungen, und bis zu einem gewissen Grad auch durch Kompensation, klein gehalten werden. Damit z. B. bei einer Frequenz  $f = 100 \text{ Hz}$  der Phasenfehler noch kleiner als  $10^{-3}$  rad bleibt, muß für  $C_L/C = 1$  der Widerstandswert des Potentiometers  $R < 20 \text{ k}\Omega$  sein.

Die entscheidenden Gesichtspunkte zur Erzielung einer hohen Bandbreite — niederohmig und kompakt — legen die Verwendung kleiner Spannungen nahe, etwa die Wahl einer Maschineneinheit von 10 V. Bei gegebenen Widerständen steigt die Leistung quadratisch mit der Spannung an, und bei einer Maschineneinheit von 100 V ist die Wärmeabfuhr bei dem gleichzeitig geforderten gedrängten Aufbau äußerst schwierig und kostspielig, besonders, wenn man an die zukünftige Verwendung integrierter Schaltungstechniken denkt. Eine starke Erwärmung der Rechenelemente muß verhindert werden, weil Lebensdauer, Zuverlässigkeit und Genauigkeit der Bauelemente mit wachsender Temperatur abnehmen.

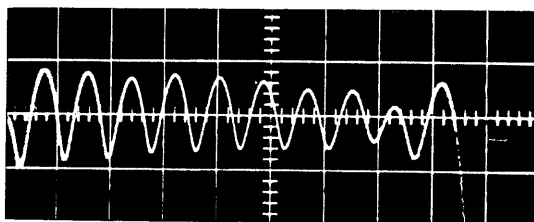
Die zweite Grenze für den Arbeitsbereich des Analogrechners bildet der statische Fehler (Bild 5). Bei hohen Frequenzen kommen für die nichtlinearen Elemente weder Servoelemente noch Zeitmultiplexverfahren in Frage. Für die Multiplikation verwendet man allgemein den Parabelmultiplizierer, bei dem eine Kennlinie



a) Prinzipschaltung mit Temperaturkompensation,



b) Fehler bei + 25° C,



c) Fehler bei + 35° C.

Bild 9: Approximationsfehler einer Parabel  $I = c U^2$ .  
Vertikale Teilung 0,05 %, horizontale Teilung 0,125 E

$I = c U^2$  durch vorgespannte Dioden angenähert wird. Für eine hohe Genauigkeit ist eine große Zahl von Diodenstrecken und eine wirksame Temperaturkompensation erforderlich [21], dies besonders bei Verwendung einer Maschineneinheit von 10 V. In Bild 9a ist das Prinzip des Parabelmultiplizierers mit Temperaturkompensation, in den Bildern 9b und 9c der Approximationsfehler bei zwei Temperaturen dargestellt. Durch Erhöhung des Aufwandes kann die Genauigkeit weiter gesteigert werden. Bei Verwendung moderner Halbleiterdioden ist der Approximationsfehler zeitlich außerordentlich konstant.

## 2.2 Die Steuerung der Integrierer

Bei einem hybriden Analogrechner ist die schnelle Steuerung der Integrierer entscheidend [22]; sie wird durch das Schaltungsprinzip und die verwendeten Schalter beeinflusst.

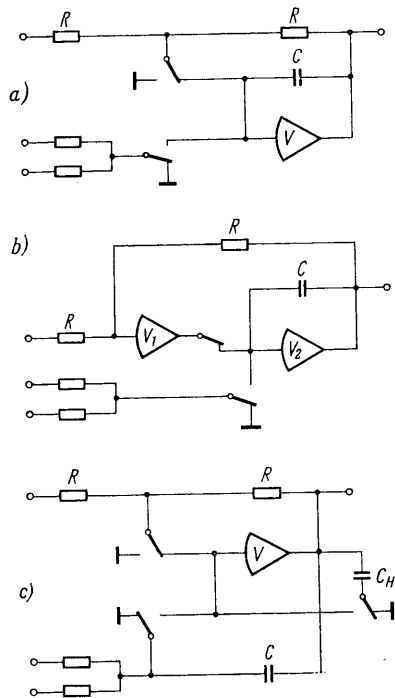


Bild 10: Möglichkeiten für die Steuerung der Integrierer (gezeichnet Stellung „Anfangswert“)

Bild 10a zeigt die übliche Methode der Integrierersteuerung [23]. Durch zwei Schalter kann der Integrierer in die drei Grundstellungen „Anfangswert“, „Rechnen“ und „Halten“ gebracht werden. Die Geschwindigkeit des Überganges von der Stellung „Rechnen“ oder „Halten“ auf die Stellung „Anfangswert“, die beim repetierenden und iterierenden Rechnen [24] und bei der Verwendung als Abtaster und Speicher wichtig ist [25], wird durch die Zeitkonstante  $\tau = RC$  bestimmt. Zum Beispiel ist für  $R = 10 \text{ k}\Omega$  und  $C = 1 \mu\text{F}$  die Zeitkonstante  $\tau = 10 \text{ ms}$ . Während in der gezeichneten Anfangswertstellung der Schalter deren Übergangswiderstand keine Rolle spielt, beeinflusst in der Stellung „Rechnen“ der Übergangswiderstand die Genauigkeit.

Bei der in Bild 10b gezeigten Integriererschaltung [22] [26] ist die Umladezeit des Kondensators nicht mehr durch die Zeitkonstante  $\tau = RC$  gegeben, sondern sie wird praktisch allein durch die maximale Strombelastung  $I_{\text{max}}$  der Verstärker  $V_1$  und  $V_2$  bestimmt. Die Restspannung des zwischen den Verstärkern liegenden Schalters geht mit dem Faktor  $1/V_1 < 1$  in die Genauigkeit ein. Für die höchstens vorkommende Umladung um den Spannungsbetrag  $2E$ , wobei  $E$  die Maschineneinheit ist, wird eine Zeit

$$t_{\text{max}} = \frac{2 E C}{I_{\text{max}}}$$

benötigt. Diese Zeit wird z. B. für  $E = 100 \text{ V}$ ,  $C = 1 \mu\text{F}$ ,  $I_{\text{max}} = 10 \text{ mA}$  mit  $t_{\text{max}} = 20 \text{ ms}$  nicht kürzer als in dem vorigen Fall. Eine weitere, sehr erwünschte Verminderung der Umladezeit kann nur durch eine Erhöhung des Maximalstromes oder eine Verkleinerung der Maschineneinheit erreicht werden. Einer Vergrößerung der Stromaussteuerfähigkeit der Verstärker steht die damit verbundene Erhöhung der Verlustleistung entgegen sowie der Umstand, daß dieser Strom über den zwischen Verstärker  $V_1$  und Verstärker  $V_2$  liegenden Schalter gezogen werden muß, so daß der zusätzliche Aufwand nicht lohnt. Der vernünftiger Weg ist eine Verminderung der Maschineneinheit auf 10 V.

Für die Integriererschaltung nach Bild 10c gilt bezüglich der Umladezeit das eben Gesagte. Durch die Verwendung getrennter Kondensatoren  $C$  für „Anfangswert“ und „Rechnen“ und  $C_H$  für „Halten“ ergibt sich eine Anordnung von drei Schaltern, bei der jetzt der Übergangswiderstand der Schalter, der bei elektronischen Schaltern wesentlich ist, in der Stellung „Rechnen“ keinen Einfluß auf die Genauigkeit mehr hat [27].

Ohne hier auf weitere Einzelheiten der Schaltungen einzugehen, bleibt zusammenfassend festzustellen, daß die Art und Dimensionierung der Schaltung starken Einfluß auf die erreichbaren Umladezeiten haben. Nur wenn diese Zeiten in vernünftigem Verhältnis zur Bandbreite der Integrierer stehen, läßt sich deren Geschwindigkeit wirklich ausnutzen.

In den Bildern 10 waren zur besseren Übersicht mechanische Schalter angedeutet. Schnellschaltrelais haben Umschaltzeiten von 0,5 ms, die um 10%, also  $\Delta t = 50 \mu\text{s}$ , streuen können. Durch diese Schaltzeitstreuungen  $\Delta t$  entsteht bei einer Differentialgleichung zweiter Ordnung in der Lösung mit der Frequenz  $\omega$  ein Phasenfehler ( $\omega \Delta t$ ) [28]. In der Tabelle ist den bei einem schnellen elektronischen Rechner vorkommenden Rechenzeiten dieser Phasenfehler gegenübergestellt. Es ergibt sich klar, daß für die höheren Frequenzen mechanische

Relais nicht mehr in Frage kommen. In der letzten Spalte der Tabelle sind die Phasenfehler für elektronische Schalter mit einer angenommenen Schaltzeitstreuung von  $\Delta t = 0,5 \mu\text{s}$  eingetragen. Für die höchsten Rechenfrequenzen liefert auch schon der schnelle elektronische Schalter merkbare Fehleranteile.

Dynamischer Fehler durch die Schaltzeiten von mechanischen Schnell-schalt-Relais und elektronischen Schaltern bei verschiedenen Rechenfrequenzen

Rechenzeit [s]	höchste Rechenfrequenzen [s] <sup>-1</sup>	Phasenfehler	
		Relais	elektronischer Schalter
1 ... 100	10	0,05 %	0,0005 %
0,1 ... 10	100	0,5 %	0,005 %
0,01 ... 1	1 000	5 %	0,05 %
0,001 .. 0,1	10 000		0,5 %

Für die Beurteilung der möglichen Rechengeschwindigkeit müssen Bandbreite, Integriererschaltung und Integrierersteuerung im Zusammenhang gesehen werden, nur dann erhält man eine Dimensionierung aus einem Guß. Die Bandbreite eines (eventuell noch phasenkompensierten) Umkehrers allein, die oft als Kriterium angegeben wird [29], gibt noch kein vollständiges Bild.

### 3. Der hybride Analogrechner

Ein hybrider Analogrechner ist ein Analogrechner, der mit digitalen Schaltkreisen gesteuert wird (Bild 2). Die zentralen digitalen Elemente der Steuerung sind digitale Zeitgeber, bestehend aus voreinstellbaren Zählern, die mit einem Quarzoszillator getaktet werden. Die Vorgabe der Rechenzeiten mit einem Fehler von kleiner  $10^{-5}$  ist damit leicht möglich (Echtzeituhr). Die Steuerschalter der Integrierer (Bild 10) eines hybriden Analogrechners sind nicht fest mit Steuerleitungen verbunden, sondern können beliebig geschaltet werden, so daß für jeden einzelnen Integrierer oder auch für Integrierergruppen beliebige Steuerabläufe möglich sind, die mit Hilfe der Zeitgeber und weiterer digitaler Schaltkreise erzeugt werden. Studien über typische Anwendungsfälle haben ergeben, daß es nützlich ist, bis zu vier unabhängige Zeitgeber festverdrahtet einzubauen. Im Interesse der bequemen Programmierbarkeit ist es zweckmäßig, auch besonders häufig benötigte Steuerprogramme wie „iterierendes“ und „repetierendes“ Rechnen, im Steuergerät des Rechners fest verdrahtet und durch Tastendruck wählbar, vorzusehen. Zum Aufbau beliebiger Steuerprogramme stehen zusätzliche digitale Schaltkreise zur Verfügung, deren Ein- und Ausgänge auf ein besonderes, auswechselbares Digital-Programmiersfeld geführt sind. Die Geschwindigkeit der digitalen Schaltkreise muß so hoch sein, daß Zeitunsicherheiten nur noch durch Schaltzeitstreuungen von Integriererschaltern verursacht werden. Anstiegs- und Verzögerungszeiten der digitalen Schaltkreise von einigen hundert Nanosekunden sind dabei ausreichend.

#### 3.1 Iterierendes und repetierendes Rechnen

Das „iterierende Rechnen“ entstand aus der Vorstellung, dem Analogrechner eine der Eigenschaften des Digitalrechners zu geben, nämlich die Möglichkeit, Teile einer Rechnung nacheinander unter Verwendung der gleichen Rechenelemente ablaufen zu lassen, wobei Zwischenergebnisse gespeichert werden müssen [22] [24] [30] [31] [32]. Bei vielen Problemen kann damit die Anzahl der erforderlichen Rechenelemente auf Kosten der Rechenzeit verringert werden. Ein klassisches Beispiel für das iterierende Rechnen ist die Berechnung des statischen Verhaltens von Destillationskolonnen [33], die aus mehreren gleichartigen Böden bestehen. Dabei ist für jeden Boden das gleiche Gleichungssystem zu lösen, wobei jeweils die Ausgangsgrößen eines Bodens Eingangsgrößen für den folgende Boden sind. Ein weiteres Anwendungsbeispiel ist die iterative Lösung von Integralgleichungen [8]. Dabei wird, ausgehend von einer willkürlich angenommenen Anfangslösung, bei jedem Rechenzyklus eine verbesserte Näherungslösung gewonnen. Mit wachsender Zykluszahl strebt die Näherungslösung gegen die exakte Lösung, wenn das Verfahren konvergiert. Für die Berechnung der Näherungslösung in einem Zyklus werden dabei Lösungsendwerte aus dem vorangehenden Zyklus als Anfangswerte bzw. Parameter benötigt.

Die beiden erwähnten Beispiele sind Spezialfälle eines allgemeinen Problems, das durch Differentialgleichungen charakterisiert ist und für das die Struktur der Rechenschaltung in Bild 11 dargestellt ist. Dabei werden zwei Differentialgleichungssysteme abwechselnd nacheinander gelöst, wobei jeweils die Lösungsendwerte des einen Systems für die Lösung des anderen Systems benötigt werden. Für den funktionsgerechten

Ablauf werden dabei vier Gruppen von Integrierern benötigt, die zeitlich verschieden gesteuert werden: normale Integrierer, komplementäre Integrierer, Speicher und komplementäre Speicher. Als erstes löst die normale Rechenschaltung mit normalen Integrierern das eine Differentialgleichungssystem, während die komplementären Integrierer in Anfangswertstellung bleiben. Die Lösungsendwerte aus diesem normalen Rechenzyklus werden in normalen Speichern gehalten und stehen über den folgenden komplementären Zyklus der mit komplementären Integrierern bestückten Rechenschaltung zur Lösung des zweiten Differentialgleichungssystems zur Verfügung. Dessen Lösungsendwerte werden mit den komplementären Speichern im nun folgenden normalen Zyklus wieder der normalen Rechenschaltung zugeführt.

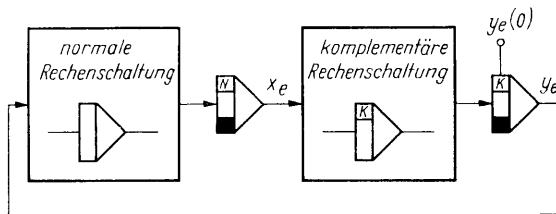


Bild 11: Struktur einer Rechenschaltung für iterierendes Rechnen

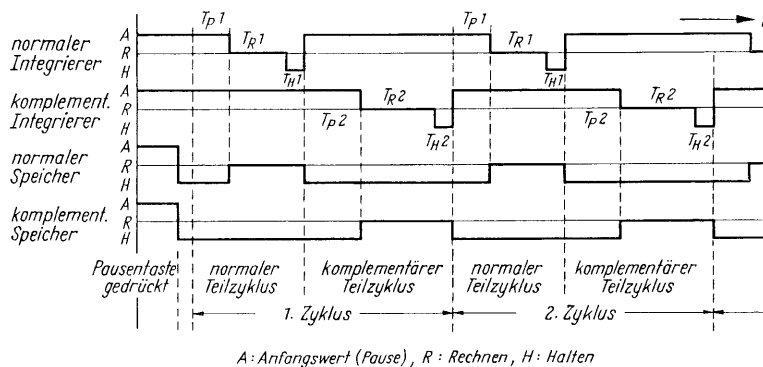


Bild 12: Zeitlicher Ablauf der Zustände von Integrierern bei iterierendem Rechnen

währenddessen den Speichern konstante Eingangswerte, nämlich die Lösungsendwerte aus dem normalen bzw. komplementären Teilzyklus, angeboten werden. Beim Ablauf des iterierenden Taktes (Bild 12) nehmen die Speicher nur die Zustände „Rechnen“ (Folgen) und „Halten“ (Speichern) an. Ist im Steuergerät die Taste „Pause“ gedrückt [8] [9], so werden auch die Speicher in Anfangswertstellung gebracht. Das hat den Vorteil, daß dann kein Driften durch die Nullpunktfehler der Verstärker und Steuerschalter auftritt und daß „erste“ Anfangswerte  $y_{e0}$  (Bild 11) in die Speicher eingegeben werden können.

Die verschiedenen Rechenzeiten  $T_{p1}$ ,  $T_{p2}$ ,  $T_{R1}$ ,  $T_{R2}$  in Bild 12 werden an den digitalen Zeitgebern des Steuergerätes als ganzzahlige Vielfache (1 bis 100) zweier Grundtaktzeiten eingestellt, die in einem weiteren Bereich (1 ms bis 1 s) wählbar sind. Die Haltezeiten  $T_{H1}$  und  $T_{H2}$  sind gleich den Grundtaktzeiten [8].

Das repetierende Rechnen dient u. a. zur Darstellung der Lösungen konventioneller Analogrechenprobleme auf Oszillographen. Der Steuerablauf unterscheidet sich von dem des iterierenden Rechnens dadurch, daß der komplementäre Teilzyklus (Bild 11) entfällt und nur der normale Teilzyklus laufend wiederholt wird. Dabei werden dann nur normale Integrierer verwendet.

### 3.2 Erweiterung durch zusätzliche digitale Schaltkreise

Der in Bild 12 dargestellte Steuertakt für iterierendes Rechnen ist für viele Fälle, z. B. für Optimierungsprobleme [8] [36] [37] [38] [39] [40] [41] nicht ausreichend. Da nicht für alle denkbaren Probleme festverdrahtete Steuerprogramme im Steuergerät vorgesehen werden können, rüstet man den Analogrechner mit zusätzlichen digitalen Schaltkreisen (Flipflops, Register, Zähler, Tore) aus, mit denen beliebige Steuerabläufe frei programmiert werden können. Der Takt für diese Elemente wird von den digitalen Zeitgebern des Steuergerätes geliefert [8]. Die Zusatzschaltkreise sollten als eine Erweiterung betrachtet werden, die im Rechner nicht grundsätzlich benötigt wird, sondern nur dann, wenn besondere Problemstellungen es erfordern. In vielen Fällen bringt das Zusammenspiel des festen Steuerprogramms „Iterierendes Rechnen“ mit den Zusatzschalt-

Die vier benötigten Grundschaltungsarten entstehen durch entsprechende Beschaltung von Integrierer-Steuerschaltern mit Steuerleitungen, welche vom Steuergerät nach einem festen Programm so erregt werden, daß die drei möglichen Integriererzustände „Anfangswert“, „Rechnen“ und „Halten“ nach der in Bild 12 gezeigten Folge ablaufen [8] [34]. Die normalen und komplementären Speicher sind Integrierer, die als Abtast- und Haltekreise geschaltet sind [8] [25]. Ihre Ausgangsspannung folgt in Stellung „Rechnen“ der Eingangsspannung mit einem Verzögerungsfehler, der vom gewählten Integrationskondensator und vom Widerstandspegel abhängt (s. Abschn. 2). Dieser Fehler wird in den Halteperioden  $T_{H1}$ ,  $T_{H2}$  praktisch eliminiert,



kreisen erhebliche Vereinfachungen in der Programmierung [8]. Die festen Steuerprogramme melden dazu die von ihnen vorgegebenen Integriererzustände auch an das Digital-Programmierfeld [8], wo dann über logische Verknüpfungen leicht einzelne Integrierer mit einem zeitlichen Bezug zum iterierenden Rechenakt gesteuert werden können.

Die Einwirkung des digitalen Steuerungsprogramms auf den Rechenablauf kann erfolgen

- durch individuelle Steuerung der Integrierer. Hierzu können die Steuereingänge eines jeden Integrierers (Bild 10) von den Steuerleitungen für die festverdrahteten Ablaufsteuerungen (Repetieren, Iterieren) abgetrennt und durch beliebige andere Steuersignale erregt werden;
- durch frei verfügbare (elektronische) Schalter, die beliebig in das (analoge) Rechenprogramm eingefügt werden können;
- durch Steuerung der Betriebszustände (Pause, Rechnen, Halten) des gesamten Rechners.

Dem digitalen Steuerungsprogramm können folgende Informationen eingegeben werden:

- Informationen über die Erfüllung vorgegebener Bedingungen durch bestimmte Rechengrößen. Die Erfüllung oder Nichterfüllung wird durch Komparatoren überprüft.
- Informationen über die Erfüllung bestimmter Zeitbedingungen, die durch die Zeitgeber des Rechners gewählt werden können.
- Informationen über den augenblicklichen Betriebszustand des Rechners.

Die Bindeglieder zwischen der digitalen Steuerschaltung und der analogen Rechenschaltung sind die hybriden Rechenelemente (Bild 3). Mit den Digital-Analogschaltern wird in Abhängigkeit von einem binären Signal am Steuereingang  $S$  entweder die analoge Größe  $x_1$  oder  $x_2$  an den Ausgang  $y$  durchgeschaltet. Damit können Änderungen der analogen Rechenschaltung (z. B. Änderungen der Koeffizienten) in Abhängigkeit von digitalen Steuergrößen vorgenommen werden. Die Komparatoren liefern an ihrem digitalen Ausgang das binäre Signal 0 oder 1 je nach Polarität der Summe der analogen Eingangsgrößen  $x_1$  und  $x_2$ . Damit sind Eingriffe in das digitale Steuerprogramm in Abhängigkeit von analogen Größen möglich. Neben der Steuerung des Rechenablaufs können die digitalen Schaltkreise auch anderweitige wichtige Funktionen im eigentlichen Rechenvorgang übernehmen. Beispiele dafür sind: Registrierung, Speicherung und logische Auswertung von Schwellwertüberschreitung der Rechengrößen; Simulation des ganzen „logischen“ Teils eines Systems (z. B. bei „digitalen“ Regelsystemen); Programmierung von Schaltungen zur Erzeugung von Zufallszahlen [42]; Umschaltung von Parameterwerten nach Bedingungen, die von der Lösung selbst geliefert werden; Multiplikation analoger Größen mit digitalen Zufallsfolgen usw.

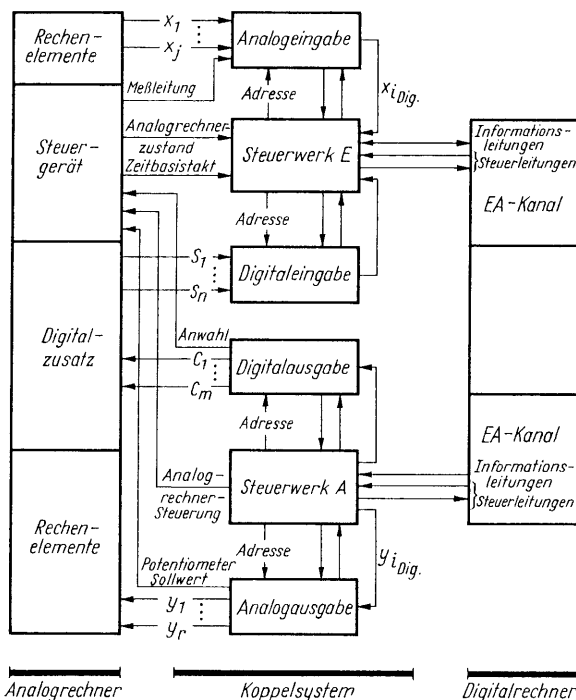


Bild 13: Struktur eines hybriden Rechnersystems

#### 4. Hybride Rechnersysteme

Der Ausbau des Analogrechners durch digitale Schaltkreise zum hybriden Analogrechner erweitert die Steuerungsmöglichkeiten der Integrierer. Bei Aufgaben, bei denen außerdem die Speicherung zahlreicher Werte und Funktionen, die Bildung von Funktionen mehrerer Veränderlicher und die Durchführung algebraischer Operationen über einen großen Wertebereich erforderlich ist, muß der Analogrechner durch Kopplung mit einem Digitalrechner zum hybriden Rechnersystem ausgebaut werden.

Ein solches hybrides Rechnersystem (Bild 13) besteht aus einem Digitalrechner, einem oder mehreren Analogrechnern und einem Koppelsystem zur Anpassung der in den beiden Rechnern verschiedenen dargestellten Variablen [2] [11] [43]. Der Informationsaustausch zwischen Koppelsystem und Digitalrechner erfolgt über die Ein- Ausgabekanäle (EA-Kanäle). Je nach Art der auszutauschenden Information kann man zwischen Ein- und Ausgabe analoger und digitaler Größen unterscheiden. Für den funktionsgerechten Ablauf des Informationsaustauschs

sorgen z. B. Steuerwerke E und A, deren Dimensionierung speziell von der EA-Organisation des verwendeten Digitalrechners abhängt. Eine besonders elegante Informationsübertragung wird durch die heute bei allen Digitalrechnern vorhandene Möglichkeit der Speicher- und Programmunterbrechung ermöglicht. Für die bei vielen Problemen notwendige Synchronisation des Programmablaufs im Digitalrechner mit der Quarzzeit des Analogrechners ist die Möglichkeit der Programmunterbrechung eine notwendige Eigenschaft.

Die Variablen für die einzelnen Rechenoperationen (im Gegensatz zu reinen Steuerfunktionen) werden über die Blöcke „Analogeingabe“ und „Analogausgabe“ (Bild 13) ausgetauscht. Bei der Analogeingabe werden die Analogwerte  $x_1, \dots, x_i$  durch einen elektronischen Multiplexer entweder mit einer vom Digitalrechner gelieferten Adresse oder in einer fest vorgegebenen Reihenfolge ausgewählt und über einen Abtaster auf einen Analog-Digitalwandler gegeben [2]. Dieser liefert die gewandelte Größe  $x_{i \text{ Dig}}$  in Parallelform an das Steuerwerk E, welches die Eingabe in den Digitalrechner besorgt.

Bei der Analogausgabe gelangen die auszugebenden Größen aus dem Speicher des Digitalrechners zunächst in das Steuerwerk A, welches sie in Parallelform ( $y_{i \text{ Dig}}$ ) an das Speicherregister eines angewählten Digital-Analogumsetzers [2] übergibt. Für jeden der  $r$  Analog-Ausgabekanäle ( $y_1 \dots y_r$ ) ist dabei ein eigener Digital-Analogumsetzer mit Speicherregister vorhanden und die Anwahl des betreffenden Umsetzers erfolgt entweder durch vom Digitalrechner gelieferte Adressen (wie in Bild 13 angedeutet) oder in vorgegebener Reihenfolge.

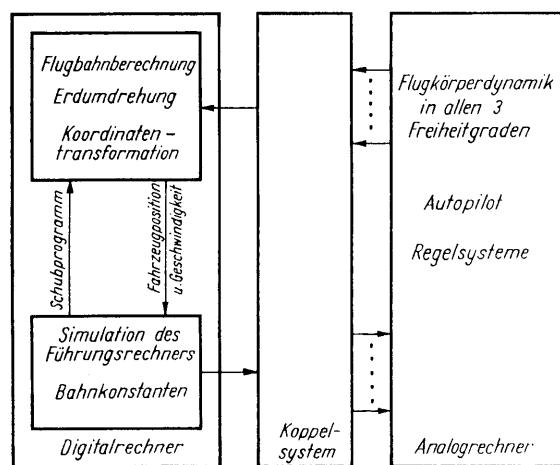


Bild 14: Simulation eines gelenkten Flugkörpers auf einem hybriden Rechnersystem

Die ersten hybriden Rechnersysteme mit Analog-Ein- und -Ausgabe wurden in der Luft- und Raumfahrtforschung als geschlossene Systeme (Bild 4c) zur Simulation gelenkter Flugkörper eingesetzt. Bild 14 zeigt als Beispiel das Blockschema der Simulation eines Führungssystems und die Aufteilung der Aufgaben auf die beiden Rechner [12]. Spezielle Anforderungen an den Analogrechner sind bei diesen Anwendungen nicht gestellt.

Der über Analog-Ein- und -Ausgabe hinausgehende Ausbau des hybriden Rechnersystems (Bild 14) erfordert den Einsatz eines hybriden Analogrechners. Mit der Digitaleingabe können binäre Signale (1 Bit) auf den Abfrageleitungen  $S_1, \dots, S_n$  in den Digitalrechner eingegeben werden. Die Abfrageleitungen können im Analogrechner von Komparator-Ausgängen gespeist werden oder von digitalen Zusatzschaltkreisen, die dann z. B. den Zustand der von ihnen gesteuerten Integrierer

dem Digitalrechner melden und dadurch Programmverzweigungen einleiten. Ebenso kann das Steuergerät den von ihm vorgegebenen Zustand des Analogrechners dem Digitalrechner mitteilen.

Über die Digitalausgabe werden Anwahladressen, Rechenkommandos und binäre Steuersignale  $C_1, \dots, C_m$  (1 Bit) zum Analogrechner übertragen. Die 1 Bit-Kommandos können zur Steuerung von einzelnen Integrierern, von Digital-Analogschaltern und von digitalen Zusatzschaltkreisen dienen.

Als letztes sei schließlich die Verwendung des Digitalrechners als automatisches Steuer- und Einstellgerät [44] für den Analogrechner erwähnt. Dafür wurden früher spezielle, meist relaisgesteuerte Geräte verwendet, mit denen man per Lochstreifen oder Schreibmaschine alle Koeffizientenpotentiometer einstellen, die Ausgangswerte ausdrucken und den Analogrechner steuern konnte. Heute verwendet man dazu kleine Digitalrechner, die kaum teurer und in ihren Anwendungsmöglichkeiten (z. B. bei der statischen Prüfung [23]) viel flexibler sind und die den Ausbau der Rechanlage zu einem allgemein verwendbaren hybriden Rechnersystem gestatten. Der Analogrechner muß dabei mit Servopotentiometern [45] ausgerüstet sein, deren Einstell-Sollwert vom Digitalrechner vorgegeben werden kann. Das Anwahlsystem des Analogrechners muß durch vom Digitalrechner gelieferte Anwahladressen steuerbar sein, und die Ausgangswerte der angewählten Rechenelemente müssen über eine Meßleitung zur weiteren Auswertung dem Digitalrechner zugeführt werden [9]. Schließlich muß die Steuerung aller Rechnerzustände einschließlich der Prüfstellungen [23] vom Digitalrechner her möglich sein.

Es ist oft die Frage aufgeworfen worden, ob in einem hybriden Rechnersystem der Analogrechner oder der Digitalrechner die Steuerung des gesamten Rechenvorganges übernehmen soll. Die Antwort darauf ist sicher bei verschiedenen Problemen auch verschieden. Bei einem allgemein verwendbaren System sollte beides

möglich sein, was bei der Struktur in Bild 13 durch die Abfrageleitungen  $S_1, \dots, S_n$  und die Eingabe des Analogrechnerzustands für den einen Fall, durch die Steuerleitungen  $C_1, \dots, C_m$  und die Analogrechnersteuerung für den anderen Fall erfüllt ist.

Die Lösung eines Gesamtproblems wird beim kombinierten (hybriden) System zweckmäßig auf Analogrechner und Digitalrechner aufgeteilt (blockweise oder integriert). Die Berechnung erfolgt simultan. Die optimale Aufteilung des Problems (und damit die Programmierung) ist in den meisten Fällen nicht leicht zu treffen; von ihr hängt aber wesentlich der Erfolg der Rechnung ab. Das kombinierte System kann die Vorteile beider Rechnerarten vereinigen; es vereinigt aber mit Sicherheit die Programmierungsschwierigkeiten beider Systeme.

Der Hauptvorteil liegt in der höheren Rechengenauigkeit gegenüber einem reinen Analogrechner und in der höheren Rechengeschwindigkeit und Stabilität gegenüber dem reinen Digitalrechner bei der Behandlung von Differentialgleichungssystemen. Bei den Simulationsaufgaben der Luft- und Raumfahrttechnik lassen sich Teilsysteme mit niedrigen natürlichen Frequenzen hinreichend genau und Teilsysteme mit hohen Eigenfrequenzen mit geringerer Genauigkeit hinreichend schnell berechnen. Bild 14 zeigt hierfür ein Beispiel.

Für die im Augenblick installierten Digitalrechner im kombinierten System nimmt man als Faustregel für die Aufteilung des Problems eine kritische Frequenz von etwa 1 Hz an. Teilsysteme mit Eigenfrequenzen unter etwa 1 Hz können digital, Teilsysteme mit Eigenfrequenzen über etwa 1 Hz müssen analog simuliert werden. Da auf der einen Seite die Hauptschwierigkeiten einer rein digitalen Echtzeit-Simulation in der numerischen Integration liegen (Diskretisierungsfehler, Rundungsfehler, Predictor-Corrector-Formeln mit automatischer Schrittweitensteuerung sind wegen der vorgegebenen festen Zeit für einen Rechenabschnitt oft nicht anwendbar), und auf der anderen Seite die Hauptschwierigkeit des Analogrechners in der genauen Durchführung nichtlinearer Operationen (insbesondere bei der Erzeugung von Funktionen von mehr als einer Variablen), geschieht die Aufteilung in manchen Fällen auch unter dem Gesichtspunkt, soweit wie möglich alle Integrationen analog und die nichtlinearen Operationen digital durchzuführen. Speziell für kombinierte Hybridrechenanlagen gibt es heute eine Reihe von besonders dafür entwickelten Digitalrechnern. Für die Kompensation der Fehler, die zusätzlich bei der Datenübertragung vom Analogrechner zum Digitalrechner und umgekehrt entstehen, wurden bereits verschiedene Vorschläge gemacht [46] [47] [48].

Selbstverständlich können alle Aufgaben aus den Problemklassen, die für den hybriden Analogrechner genannt wurden, in flexiblerer und bequemerer Weise auch auf dem kombinierten System behandelt werden, wobei aber die höheren Rechenkosten dafür zu entrichten sind. Das Hauptanwendungsgebiet des kombinierten Systems wird aber in den nächsten Jahren das so wichtige Gebiet der Simulation komplexer dynamischer Systeme bleiben bzw. werden. Nachdem hierbei mittlerweile alle technischen Fragen zufriedenstellend gelöst werden können, ist von der nächsten Zukunft eine Weiterentwicklung geeigneter mathematischer Techniken und Programmiersysteme [11] [49] zu erwarten.

## Literatur

- [1] G. A. Korn: The impact of hybrid analog-digital techniques on the analog-computer art. Proc. IRE (May 1962) S. 1077...1086
- [2] W. Giloi: Hybride Rechenanlagen — ein neues Konzept. Elektronische Rechenanlagen Jg. 5 (Dez. 1963) H. 6, S. 262...269.
- [3] T. D. Truitt: Hybrid computation .. What is it? ... Who needs it? Proc. Spring Joint Comp. Conf. 1964 S. 249...268.
- [4] K.-J. Lesemann: Ziffern-Integrieranlagen in Taschenbuch der Nachrichtenverarbeitung (Steinbuch) Springer-Verlag, Berlin (1962) S. 1241...1253.
- [5] H. K. Skramstad: A combined analog-digital differential analyser. Proc. EJCC (Dec. 1959) S. 94...101.
- [6] H. Schmid: Combined analog-digital computing elements. Proc. WJCC (May 1961) S. 229...315.
- [7] T. Brubaker, H. R. Eckes: Digital control unit for a repetitive analog computer. Proc. WJCC (May 1961) S. 353...361
- [8] W. Giloi, A. Kley, R. Herschel, G. Haußmann und P. Wiesenthal: Aufbau und Anwendung des hybriden Analogrechners. Telefunken-Zeitung Jg. 39 (1966) H. 1, S. 66...81.
- [9] W. Giloi, G. Haußmann, J. Kretschmar, K. Müller, R. Schwarz: Die Steuerung des RA 800 HYBRID. Telefunken-Zeitung Jg. 39 (1966) H. 1, S. 115...120.
- [10] W. S. Peel: Some aspects of computer linkage system design. Proc. of the combined analog digital computer systems symposium, Philadelphia (Dec. 1960).
- [11] W. Giloi: Hybride Rechnersysteme. Telefunken-Zeitung Jg. 39 (1966) H. 1, S. 82...100
- [12] H. D. Huskey, G. A. Korn: Computer Handbook. McGraw-Hill Publishing Comp., New York (1962).
- [13] G. Meyer-Brötz: Operationsservos für Gleichspannungs-Analogrechner. Telefunken-Zeitung Jg. 33 (1960) H. 129, S. 198...203.
- [14] M. E. Fisher, D. M. MacKay: Analog computing at ultra high speed. Chapman and Hall Ltd. London (1962)
- [15] G. A. Korn: Fast analog-hybrid computation with digital control: The ASTRAC II system. Fourth Int. Conference of AICA (Sept. 1964).

- [16] A. Kley und E. Heim: Funktionsgeber und Multiplizierer mit Halbleiterdioden. Telefunken-Zeitung Jg. 39 (1966) H. 1, S. 52...59.
- [17] A. Kley und E. Heim: Ein elektronischer Koordinatenwandler. Telefunken-Zeitung Jg. 39 (1966) H. 1, S. 60...65.
- [18] G. Meyer-Brötz: Die Dimensionierung des Frequenzganges von breitbandigen Operationsverstärkern für Gleichspannungs-Analogrechner. Elektronische Rechenanlagen Jg. 6 (Aug. 1964) S. 178...183.
- [19] G. Meyer-Brötz, E. Heim: Ein breitbandiger Operationsverstärker mit Silizium-Transistoren. Telefunken-Zeitung Jg. 39 (1966) H. 1, S. 16...32.
- [20] Ch. H. Single, E. M. Billinghamurst: Optimisation of analog computer linear system dynamic characteristics. Proc. WJCC (1961) S. 315...3339.
- [21] W. Schneider: Zur Fehlerabschätzung bei Diodenfunktionsgebern. Telefunken-Zeitung Jg. 39 (1966) H. 1, S. 39...51.
- [22] J. M. Andrews: The dynamic storage analog computer DYSTAC. Instruments and Control Systems 33 (Sept. 1960) S. 1540...1544.
- [23] A. Kley: Steuerung, Anwahl und Prüfung beim Präzisions-Analogrechner RA 800. Telefunken-Zeitung Jg. 33 (1960) H. 129, S. 204...210.
- [24] M. C. Gilliland: The iterative differential analyser. Instruments and Control Systems 34 (April 1961) S. 675...679.
- [25] A. Kley, G. Meyer-Brötz: Analoge Rechelemente als Abtaster, Speicher und Laufzeitglieder. Elektron. Rechenanlagen Jg. 4 (Juni 1962) S. 103...108.
- [26] G. A. Korn: Performance of operational amplifiers with electronic mode switching. Trans. IRE-EC 12 (June 1963) S. 310...312.
- [27] A. Kley, E. Heim und K. Müller: Elektronische Schalter für die Integrierersteuerung. Telefunken-Zeitung Jg. 39 (1966) H. 1, S. 33...39.
- [28] D. B. Popovic: Der Einfluß der Relaischaltfehler im Analogrechner auf die Lösungsgenauigkeit von Differentialgleichungen. Elektron. Rechenanlagen 5 (Okt. 1963) H. 5, S. 211...216.
- [29] W. Giloi: Wie genau rechnet ein Analogrechner? Elektron. Rechenanlagen 6 (1964) H. 6, S. 289...297.
- [30] J. M. Andrews: Mathematical applications of the dynamic storage analog computer. Proc. WJCC (1960) S. 119...132.
- [31] R. K. Stern: The iterative analog-low cost speed for information processing. Control. Eng., (July 1961) S. 117...121.
- [32] A. L. De Winne: On the use of memory circuits in analog computers. Ann. de l'Ass., Calc. Analogique 4 (April 1962) S. 93...105.
- [33] A. E. Rogers, T. W. Conolly: Analog computation in engineering design. McGraw-Hill Publishing Comp., New York (1960).
- [34] M. C. Gilliland: The iterative control system for the electronic differential analyser. IRE Com. Record, Pt. 4 (1962) S. 86...93.
- [35] W. Giloi, R. Lauber: Analogrechnen. Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg (1963).
- [36] W. Brunner: An iteration procedure for parametric model building and boundary value problems. Proc. WJCC (May 1961) S. 513...533.
- [37] H. P. Whitaker: Design capabilities of model reference adaptive systems. Proc. Nat. Electr. Conf. (1962) S. 241...249.
- [38] R. Vichnevetsky, J. P. Waha: Dynamic programming and hybrid computation. Simulation. Vol. 3 (Nov. 1964) Nr. 5, S. 34...43.
- [39] G. A. Bekey: Optimization of multiparameter systems by hybrid computer techniques. Simulation (Febr. 1964), S. 19...32; (March 1964), S. 21...29.
- [40] K. H. Adler, W. Giloi, H. Zehle: Hybrid computation of optimal spacecraft trajectories. Proc. 4th Int. Conf. of AICA Brighton (1964).
- [41] E. G. Gilbert: Hybrid computer solution of time-optimal problems. Proc. Spring Joint Comp. Conf. (1963).
- [42] R. L. T. Hampton: A hybrid analog-digital pseudo-random noise generator. Proc. SJCC (1964), S. 287...301.
- [43] G. A. Korn, T. M. Korn: Electronic analog and hybrid computers. McGraw-Hill Publishing Comp., New York (1964).
- [44] R. P. Castanias, II E. Sherman: Review of computer progress 1957. IRE Trans. Vol. EC-7 (März 1958) S. 65...72.
- [45] W. Giloi und O. Bohner: Servoeinstellung der Koeffizienten-Potentiometer. Telefunken-Zeitung Jg. 39 (1966) H. 1, S. 121...122.
- [46] R. Gelman: Corrected inputs — A method for improved hybrid simulation. Proc. Fall Joint Comp. Conf. (1963), S. 267...276.
- [47] T. Miura, J. Iwata: Effects of digital execution time in a hybrid computer. Proc. FJCC, (1963), S. 251...266.
- [48] J. Vidal, W. J. Karplus, G. Keludjian: Sensitivity coefficients for the correction of quantization errors in hybrid computer systems. Internatio. IFAC — Symposium on Sensitivity Analysis, Dubrovnik Jugoslavia, (Sept. 1964).
- [49] R. Herschel: Zur Programmierung von hybriden Rechenanlagen in ALGOL. Telefunken-Zeitung Jg. 39 (1966) H. 1, S. 100...109.

## Ein breitbandiger Operationsverstärker mit Silizium-Transistoren

Von G. Meyer-Brötz und E. Heim

In der vorliegenden Arbeit wird ausführlich die Dimensionierung des Frequenzganges der Verstärkung von Operationsverstärkern behandelt. Der Frequenzgang wird für hohe Frequenzen durch Forderungen der Stabilität gegen Selbsterregung bei Gegenkopplung bestimmt. Der Frequenzgang der Filter im Hilfsverstärker legt das Verhalten des Verstärkers bei tiefen Frequenzen fest.

Die theoretischen Überlegungen und zahlreiche Messungen zeigen, daß der Transistorverstärker für eine Maschineneinheit von 10 V den früher üblichen Röhrenverstärkern bei einer Maschineneinheit von 100 V in bezug auf Drift und Rauschen ebenbürtig, in der Bandbreite aber überlegen ist. Die Bandbreite des Verstärkers wird praktisch allein durch die dynamischen Fehler der Rechenwiderstände, die Verbindungsleitungen zwischen Verstärker und Rechelementen und die damit zusammenhängende kapazitive Last am Eingang und Ausgang begrenzt, erst in zweiter Linie durch die Grenzfrequenz der Transistoren. Zur Erzielung

einer großen Bandbreite ist also die Verwendung niederohmiger Rechenwiderstände und ein kompakter Aufbau mit kapazitätsarmen Leitungen wünschenswert, dem aber bei einem auswechselbaren Schalfeld mit abgeschirmten Programmierungsleitungen schnell eine Grenze gesetzt ist. Da bei gleichem Widerstandsniveau und vergleichbarer kapazitiver Last die erforderliche Leistung quadratisch mit der Spannung ansteigt, ist zumindest für die linearen Rechenoperationen eine möglichst kleine Maschineneinheit zweckmäßig. Die bei höheren Spannungen auftretende größere Verlustleistung macht zudem den erwünschten kompakten Aufbau schwierig.

### 1. Anwendungen des Operationsverstärkers im Gleichspannungs-Analogrechner

Der Operationsverstärker ist ein stark gegenkoppelbarer Gleichspannungsverstärker mit hoher Verstärkung, großem Eingangswiderstand, niedrigem Innenwiderstand und kleiner Drift und bildet das Kernstück der meisten Rechenoperationen im Gleichspannungs-Analogrechner. Seine Eigenschaften bestimmen die statische und dynamische Genauigkeit nicht nur der linearen Rechenoperationen, der Addition und Integration (Bild 1), sondern sie sind auch wesentlich für zahlreiche nichtlineare Rechenoperationen (Bild 2). Alle Operationen werden realisiert durch die Zusammenschaltung eines Operationsverstärkers und von passiven Elementen mit gegebenem linearen oder nichtlinearen Übertragungsleitwert, der den Zusammenhang zwischen Ausgangsstrom und Eingangsspannung beschreibt. In modernen Analogrechnern wird diese Zusammenschaltung weitgehend dem Programmierer überlassen, so daß es nicht möglich ist, die Eigenschaften des Operationsverstärkers an die eines speziellen Netzwerkes anzupassen. Das bedeutet eine erhebliche Erschwerung für die Dimensionierung des Verstärkers.

In der Analogrechenteknik besteht der Trend, in einer Rechenmaschine die Möglichkeiten eines genauen Langzeitrechners und eines weniger genauen, schnell repetierenden Rechners zu vereinen mit Rechenzeiten von etwa 0,01 bis 100 s. Dazu muß der Verstärker in Verbindung mit Rechenwiderständen  $R_0 = R_j = 200 \text{ k}\Omega$  ( $j = 1, \dots, n$ ) (Bild 1) bis etwa 10 Hz eine Schleifenverstärkung  $> 80 \text{ dB}$  entsprechend einem statischen Fehler  $< 0,01 \%$  haben bis etwa 1 kHz eine Schleifenverstärkung  $> 40 \text{ dB}$  entsprechend einem dynamischen Fehler  $< 1 \%$ .

### 2. Stabilisierung gegen Selbsterregung – Der Frequenzgang bei hohen Frequenzen

Wir betrachten die Zusammenschaltung zweier ohmscher Widerstände  $R_0$  und  $R_j$  mit dem Operationsverstärker (Bild 3), der durch seinen Eingangswiderstand  $R_e$ , Innenwiderstand  $R_i$  und die frequenzabhängige Spannungsverstärkung  $V_u(\omega)$  beschrieben wird. Da auch ein nichtlineares Netzwerk am Eingang oder in der Rückführung für kleine Aussteuerung einen, allerdings vom Arbeitspunkt abhängigen, frequenzunabhängigen Widerstand darstellt, genügt es, für das Studium der Stabilisierung gegen Selbsterregung diese Zusammenschaltung zu betrachten, wenn man bedenkt, daß die Widerstände  $R_0$  und  $R_j$  jeden Wert zwischen null und unendlich annehmen können.

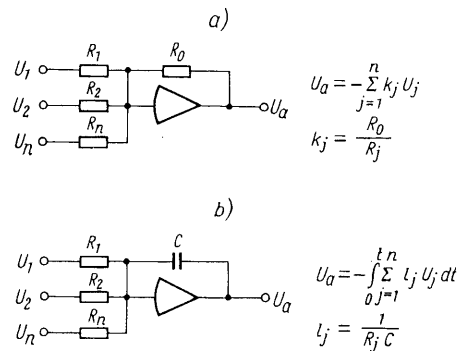


Bild 1: Anwendungen des Operationsverstärkers für die linearen Rechenoperationen a) als Summierer, b) als Integrierer

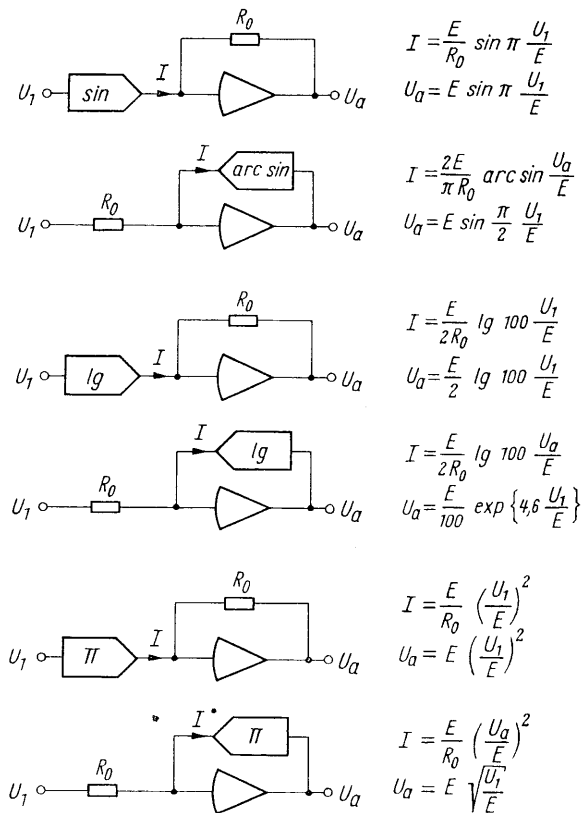


Bild 2: Beispiele für die Anwendung des Operationsverstärkers bei nichtlinearen Rechenoperationen

Der Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung ist gegeben durch [1]

$$\frac{U_a}{U_i} = - \frac{R_0}{R_i} \frac{K V_u}{1 + K V_u} + \frac{R_i}{R_i} \frac{K}{1 + K V_u} \quad (1)$$

Darin ist der Gegenkopplungsfaktor  $K$  die Spannungsteilung vom Ausgang zum Eingang des Verstärkers, d. h. nach Bild 3

$$K = \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_i} + \frac{R_0}{R_e} + \frac{R_i}{R_i} + \frac{R_i}{R_e}} \quad (2)$$

Der zweite Term in Gl. (1) rührt von der Vorwärtsübertragung über den Rückführwiderstand her. Er beschreibt den Tatbestand, daß der gegengekoppelte Verstärker kein Netzwerk minimaler Phase ist. Da dieser Term für kleine Innenwiderstände  $R_i$  vernachlässigbar und im Zusammenhang mit der hier behandelten Stabilitätsfrage uninteressant ist, lassen wir ihn in Zukunft weg.

Für den Gegenkopplungsgrad  $|K V_u| \rightarrow \infty$  erhält man aus Gl. (1)

$$\frac{U_a}{U_i} = - \frac{R_0}{R_i} ; \quad (3)$$

im Idealfall wird der Zusammenhang zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung ausschließlich durch die passiven Elemente der Schaltung bestimmt. Für die Entwicklung des Operationsverstärkers besteht daher die Aufgabe, daß bei den tiefen Rechenfrequenzen (0 bis 1 kHz) die Schleifenverstärkung  $|K V_u|$  zur Erzielung einer hohen Genauigkeit hinreichend groß ist, nach hohen Frequenzen aber so flach abfällt, daß ihr Betrag kleiner als eins ist, ehe die Phase  $180^\circ$  erreicht hat [2] (Nyquist-Stabilitätskriterium).

Wäre, wie in Bild 3 und Gl. (2) angenommen, der Gegenkopplungsfaktor  $K$  reell und frequenzunabhängig, so dürfte die Spannungsverstärkung  $V_u$  allein die gesamte Phasensicherheit, d. h. den Abstand der Phasendrehung der Schleifenverstärkung von  $180^\circ$  verbrauchen und mit nahezu 12 dB/Oktave nach hohen Frequenzen abfallen. Tatsächlich stellen die abgeschirmten Verbindungsleitungen zwischen den passiven Rechen-elementen und dem Operationsverstärker erhebliche kapazitive Belastungen am Eingang und Ausgang des Verstärkers dar (Bild 4a). Man muß bei einem größeren Rechner mit Kapazitäten bis zu 1 nF für  $C_e$  und bis zu 5 nF für  $C_a$  in extremen Fällen rechnen. Hier wird der Gegenkopplungsfaktor frequenzabhängig und es gilt für  $R_i \ll R_0$

$$K = \frac{K_0}{\left(1 + j \frac{K_0 \omega}{\omega_e}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_a}\right)} \quad (4)$$

mit

$$K_0 = \frac{1}{1 + R_0/R_i + R_0/R_e}, \quad \omega_e = \frac{1}{R_0 C_e}, \quad \omega_a = \frac{1}{R_i C_a}.$$

Der Frequenzgang des Betrages ist in Bild 4b dargestellt. Er fällt bei hohen Frequenzen mit 12 dB/Oktave ab und verursacht allein schon eine Phasendrehung von  $180^\circ$ . Lügen beide Knickfrequenzen  $\omega_e/K_0$  und  $\omega_a$  im Frequenzbereich des Verstärkers, in dem seine Spannungsverstärkung  $|V_u| > 1$  ist, so dürfte er selbst keine Phasendrehung haben, was natürlich unmöglich ist. Es ist also nötig, entweder eine Grenzfrequenz im Gegenkopplungsfaktor  $K$  loszuwerden oder sie auf sehr hohe Frequenzen zu legen.

Durch Überbrückung des Rückführwiderstandes  $R_0$  mit einer Kapazität  $C_0$  (Bild 4a), die in der Größenordnung von  $C_e$  liegt, könnte man eine frequenzunabhängige Spannungsteilung vom Ausgang des Verstärkers zum Eingang erreichen. Damit würde aber schon die ideale Rechenoperation verfälscht, da dann für den Zusammenhang zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung statt Gl. (3) gälte

$$\frac{U_a}{U_i} = - \frac{R_0}{R_i} \cdot \frac{1}{1 + j \omega R_0 C_0} \quad (5)$$

Um den durch  $C_0$  bei 10 Hz verursachten Phasenfehler kleiner als  $10^{-4}$  zu halten, müßte bei  $R_0 = 200 \text{ k}\Omega$  der Wert von  $C_0 < 8 \text{ pF}$  sein. Man kann also nur  $C_0 \ll C_e$  vertragen, so daß durch einen Kondensator in der Rückführung kein Beitrag zur Stabilisierung geliefert werden kann.

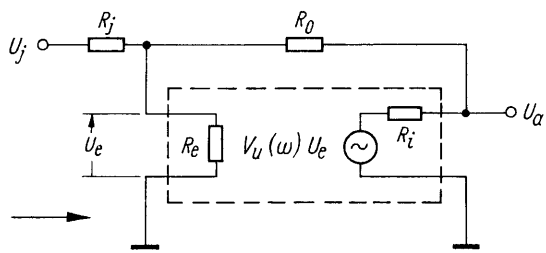
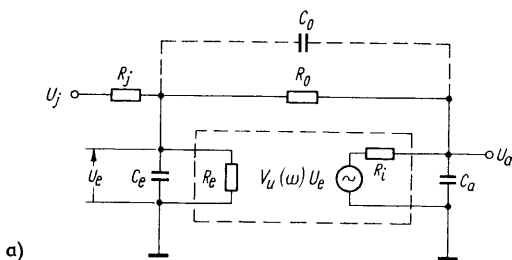
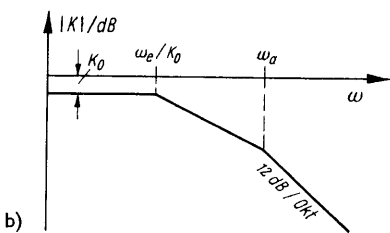


Bild 3: Prinzipschaltung des Operationsverstärkers mit ohmschem Rückführwiderstand  $R_0$

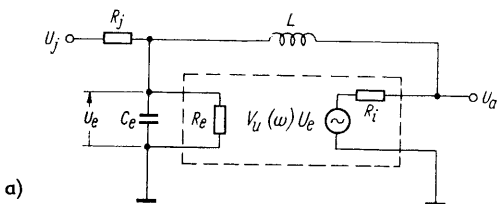


a)

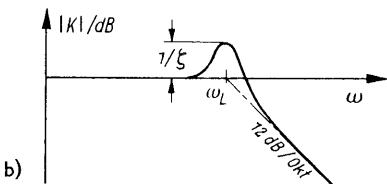


b)

Bild 4: a) Prinzipschaltung des Operationsverstärkers mit ohmschem Rückführwiderstand  $R_0$  und kapazitiver Belastung mit  $C_e$  am Eingang und  $C_a$  am Ausgang  
b) Frequenzgang des Gegenkopplungsfaktors  $K$



a)



b)

Bild 5: a) Prinzipschaltung des Operationsverstärkers mit induktiver Rückführung und kapazitiver Belastung am Eingang  
b) Frequenzgang des Gegenkopplungsfaktors  $K$

Die verbleibende Möglichkeit ist, durch einen kleinen Innenwiderstand  $R_i$  des Verstärkers die Grenzfrequenz  $\omega_a$  auf sehr hohe Frequenzen zu legen. Mit  $R_i = 10 \Omega$ ,  $C_a = 5 \text{ nF}$  wird z. B.  $\omega_a/2\pi = 3 \text{ MHz}$ . Die Grenzfrequenz  $\omega_e/K_0$  kann auf jeden Fall bei tiefen Frequenzen liegen; ihre untere Grenze ist für  $R_0 = R_i \gg R_e$  erreicht und ist z. B.  $\omega_e/(2\pi K_0) = 3 \text{ kHz}$  für  $R_e = 50 \text{ k}\Omega$  und  $C_e = 1 \text{ nF}$ . Etwa von dieser Frequenz an bis zu der Frequenz, bei der der Betrag der Spannungsverstärkung  $|V_u| = 1$  ist, muß die Phase der Verstärkung unter  $90^\circ$  bleiben, d. h. der Betrag der Verstärkung langsamer als 6 dB/Oktave abfallen.

Wir betrachten einen weiteren kritischen Fall für die Gegenkopplung. Beim Integrierer ist der Kondensator  $C$  (Bild 1b) oft über längere Leitungen an den Verstärker angeschlossen, z. B. wenn die Kondensatoren in einen Thermostaten eingebaut sind. Bei höheren Frequenzen ist dann der Verstärker über eine Induktivität  $L$  gegengekoppelt (Bild 5a), die zusammen mit der Eingangskapazität  $C_e$  einen Resonanzkreis bildet. Der Gegenkopplungsfaktor ist jetzt

$$K = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_L^2} + j \zeta \frac{\omega}{\omega_L}} \quad (6)$$

mit 
$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L C_e}}$$

und 
$$\zeta = R_i \sqrt{\frac{C_e}{L} + \frac{R_e + R_j}{R_e R_j}} \sqrt{\frac{L}{C_e}}$$

Der Betrag des Gegenkopplungsfaktors zeigt eine Resonanzkurve (Bild 5b) mit einer Resonanzfrequenz  $\omega_L$  und einer Resonanzüberhöhung  $1/\zeta$  für  $\zeta \ll 1$ .

Eine geschlossene Schleife aus einem 5 m langen Draht hat schon eine Induktivität von  $7 \mu\text{H}$  bis  $10 \mu\text{H}$  je nach der Weite der Schleife. Mit  $L = 10 \mu\text{H}$ ,  $C_e = 1 \text{ nF}$ ,  $R_i = 10 \Omega$ ;  $R_i \gg R_e = 50 \text{ k}\Omega$  wird z. B.  $\omega_L/2\pi = 1,6 \text{ MHz}$  und  $\zeta = 0,1$ . Bei 1,6 MHz liegt also ein steiler Phasensprung von  $180^\circ$ , der oberhalb der Frequenz liegen muß, bei der die Spannungsverstärkung  $|V_u| = 1$  wird. Ohne daß bisher von der oberen Grenzfrequenz der im Verstärker verwendeten Schaltelemente gesprochen wurde, ist mit  $\omega_L$  eine obere Grenze für die Bandbreite des Verstärkers gefunden.

Fassen wir nochmals zusammen: Der Betrag der Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers soll bei tiefen Frequenzen etwa 100 dB betragen mit möglichst hoher Bandbreite, er muß im Frequenzbereich  $\omega_e < \omega < \omega_a$  mit (im Mittel) weniger als 6 dB/Oktave abfallen und gleich 1 werden bei einer Frequenz, die unter  $\omega_L$  und  $\omega_a$  liegt, in der Praxis ist etwa  $\omega_e/2\pi = 3 \text{ kHz}$ ,  $\omega_L/2\pi = 1,6 \text{ MHz}$  und  $\omega_a/2\pi = 3 \text{ MHz}$ . Damit ergibt sich eine Wunschkurve für den

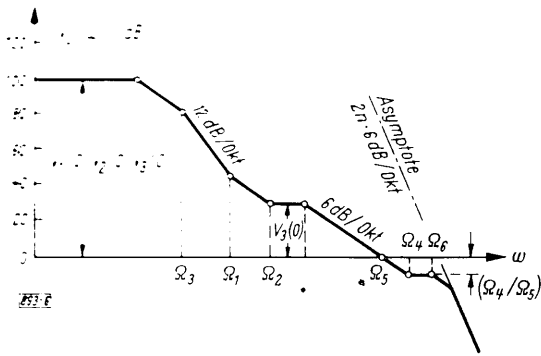


Bild 6: Wunschkurve für den Frequenzgang der Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers

Betrag der Spannungsverstärkung, wie sie in Bild 6 dargestellt ist [3], wobei  $\Omega_1 \approx \omega_e$  und  $\Omega_4 \approx \omega_L < \omega_a$  ist. Bei hohen Frequenzen fällt bei einer Realisierung des Verstärkers mit Transistoren bei  $n$  Stufen die Verstärkung asymptotisch mit  $(2n \cdot 6 \text{ dB})/\text{Oktave}$  ab (siehe Anhang I), und wir müssen nur verlangen, daß diese Asymptote oberhalb  $\Omega_6 > \Omega_4$  liegt (Bild 6). Dabei werden an die Grenzfrequenzen der Transistoren nur sehr bescheidene Ansprüche gestellt. Die Bandbreite des Operationsverstärkers wird im wesentlichen durch seine äußere Beschaltung eingeeengt.

Wenden wir uns nun der Realisierung des gewünschten Frequenzganges zu, wobei der Gesamtverstärker

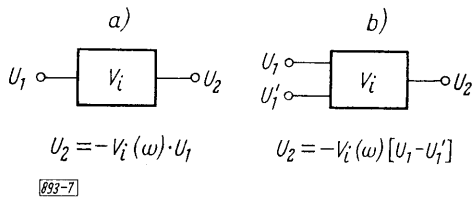


Bild 7: Zur Definition einer Verstärkerstufe  
a) mit einfachem Eingang, b) mit Differenzeingang

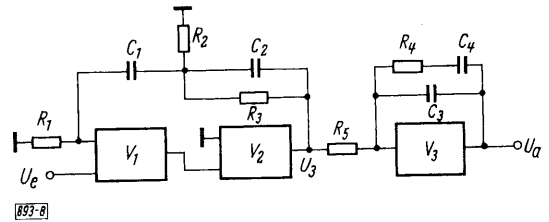


Bild 8: Erzeugung des Frequenzganges der Spannungsverstärkung nach Bild 6 durch Gegenkopplung der Einzelstufen

aus Einzelstufen mit einfachem Eingang oder Differenzeingang aufgebaut wird, deren Verstärkung durch Bild 7 definiert ist. Wir betrachten einen dreistufigen Verstärker nach Bild 8 mit frequenzabhängigen Gegenkopplungen über der ersten und zweiten Stufe und über der dritten Stufe. Die Spannungsverstärkung wird für diese Schaltung [4]

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{A(\omega)} \cdot \frac{A(\omega) V_1(\omega) V_2(\omega)}{1 + A(\omega) V_1(\omega) V_2(\omega)} \cdot B(\omega) \frac{C(\omega) V_3(\omega)}{1 + C(\omega) V_3(\omega)} \quad (7)$$

Darin ist für  $R_2 \ll R_1$  und  $R_2 \ll R_3$

$$A(\omega) = A_0 \frac{j\omega/\Omega_1 (1 + j\omega/\Omega_3)}{(1 + j\omega/\Omega_1) (1 + j\omega/\Omega_2)} \quad \text{mit } A_0 = \frac{R_2}{R_3}; \quad \Omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}; \quad \Omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}; \quad \Omega_3 = \frac{1}{R_3 C_2}$$

$$B(\omega) = \frac{1 + j\omega/\Omega_4}{j\omega/\Omega_5 (1 + j\omega/\Omega_6)} \quad \text{mit } \Omega_4 = \frac{1}{R_4 C_4}; \quad \Omega_5 = \frac{1}{R_5 C_4 (1 + C_3/C_4)}; \quad \Omega_6 = \frac{1 + C_3/C_4}{R_4 C_3}$$

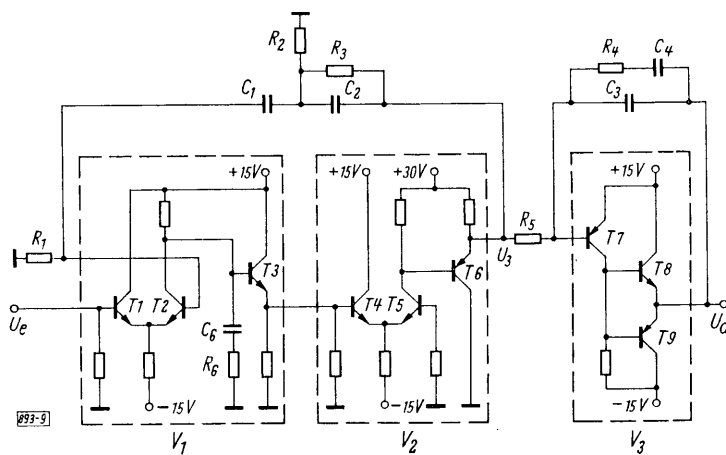


Bild 9: Prinzip der Transistorschaltung des Operationsverstärkers

$$\text{und } C(\omega) \approx \frac{j\omega/\Omega_7}{1 + j\omega/\Omega_7}$$

$$\text{mit } \Omega_7 = \frac{1}{R_5 C_3}$$

Für  $|A V_1 V_2| \gg 1$  und  $|C V_3| \gg 1$  wird mit Hilfe von Gl. (7) klar, daß durch passende Wahl der Knickfrequenzen  $\Omega_1$  bis  $\Omega_6$  und der Verstärkung bei tiefen Frequenzen  $V_1(0)$ ,  $V_2(0)$  und  $V_3(0)$  der in Bild 6 gezeichnete Frequenzgang durch die in Bild 8 dargestellte Schaltung realisiert werden kann.



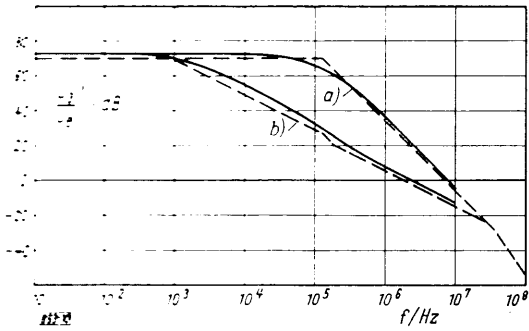


Bild 10: Spannungsverstärkung der 1. und 2. Stufe ohne Gegenkopplung a) ohne, b) mit Equalizer  $R_6, C_6$  (ausgezogene Kurve gemessen)

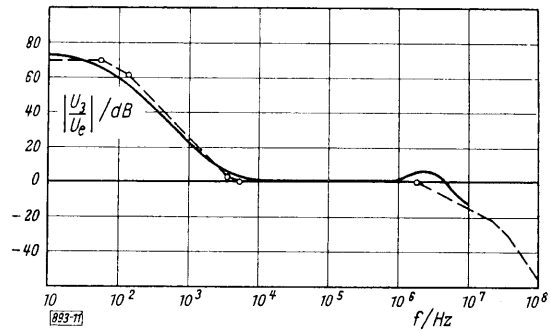


Bild 11: Spannungsverstärkung der 1. und 2. Stufe mit Gegenkopplung (ausgezogene Kurve gemessen)

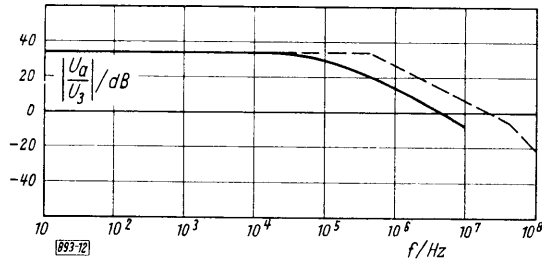


Bild 12: Spannungsverstärkung der 3. Stufe ohne Gegenkopplung (ausgezogene Kurve gemessen)

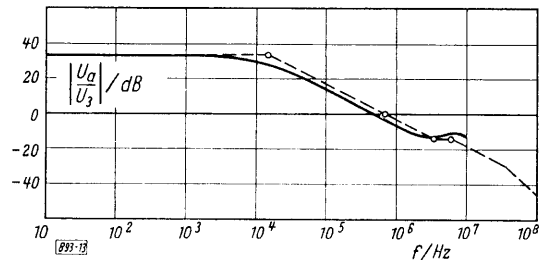


Bild 13: Spannungsverstärkung der 3. Stufe mit Gegenkopplung (ausgezogene Kurve gemessen)

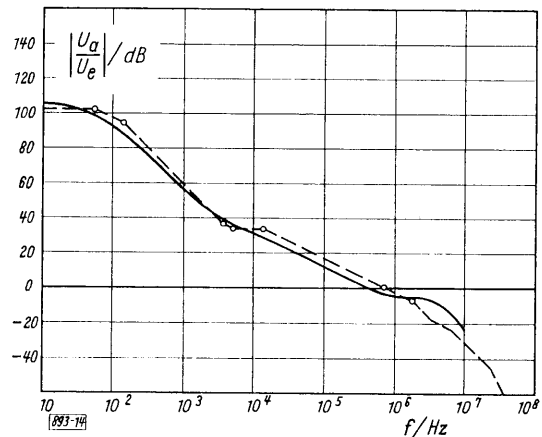
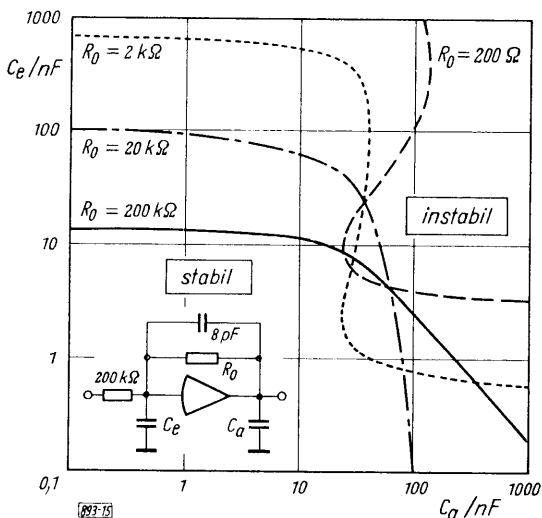


Bild 14: Spannungsverstärkung der 1., 2. und 3. Verstärkerstufe bei hohen Frequenzen (ausgezogene Kurve gemessen)



Wir wollen nun weiter ins einzelne gehen und den Aufbau der Grundschaltung nach Bild 8 durch eine Transistorschaltung untersuchen, deren Prinzip in Bild 9 dargestellt ist. Bild 10 zeigt mit dem Verlauf a) den Betrag der Spannungsverstärkung der ersten und zweiten Stufe, wobei die gestrichelten bzw. strichpunktiierten Linien jeweils gerechnet, die ausgezogenen Kurven gemessen sind (wegen der Berechnung siehe Anhang I). In dieser Form sind die beiden ersten Stufen nicht stabil gegenkoppelbar. Durch den aus  $R_6$  und  $C_6$  (Bild 9) bestehenden Equalizer wird der Frequenzgang so verändert (Verlauf b in Bild 10), daß bei Gegenkopplung mit dem aus  $R_1, R_2, R_3, C_1$  und  $C_2$  bestehenden Netzwerk bei hohen Frequenzen nur eine leichte Überhöhung auftritt (Bild 11). In unserem Beispiel ist  $V_1(0) = 24 \text{ dB}$ ,  $V_2(0) = 46 \text{ dB}$  und  $\Omega_3/2\pi = 120 \text{ Hz}$ ,  $\Omega_1/2\pi = 5,3 \text{ kHz}$ ,  $\Omega_2/2\pi = 5,7 \text{ kHz}$ . In Bild 12 ist der Frequenzgang der dritten Stufe ohne, in Bild 13 mit Gegenkopplung durch  $R_4, C_3$  und  $C_4$  dargestellt. Dabei sind hier die berechneten Knickfrequenzen  $\Omega_5/2\pi = 0,76 \text{ MHz}$ ,  $\Omega_4/2\pi = 4,2 \text{ MHz}$  und  $\Omega_6/2\pi = 6,4 \text{ MHz}$ .

Der aus den gegengekoppelten ersten und zweiten Stufen und der dritten Stufe aufgebaute Gesamtverstärker hat dann den in Bild 14 dargestellten Frequenzgang der Spannungsverstärkung. Bild 15 zeigt die gemessenen Stabilitätsgrenzen bei kapazitiver Belastung mit  $C_e$  am Eingang und  $C_a$  am Ausgang für ver-

Bild 15: Stabilitätsgrenzen des Verstärkers mit ohmschem Rückführwiderstand bei kapazitiver Belastung

schiedene Rückführwiderstände  $R_0$ . Der Verstärker ist bei beliebigen ohmschen Rückführwiderständen  $0 < R_0 < \infty$  bei  $C_e \leq 10 \text{ nF}$  und  $C_a \leq 20 \text{ nF}$  stabil. Der kleine Kondensator von  $8 \text{ pF}$  in der Rückführung hat auf die Stabilitätsgrenzen praktisch keinen Einfluß, verbessert aber den Einschwingvorgang.

### 3. Driftverminderung durch Hilfsverstärker — Der Frequenzgang bei tiefen Frequenzen

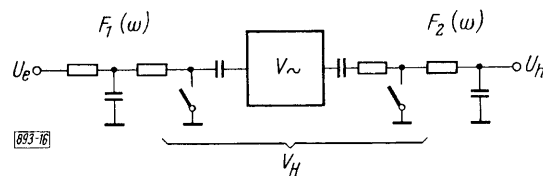
Wir haben bisher den Frequenzgang bei hohen Frequenzen (über  $10 \text{ Hz}$ ) und die Stabilisierung gegen Selbsterregung betrachtet. Die Qualität der bis jetzt betrachteten und in Bild 9 im Prinzip dargestellten Schaltung ist aber für die Zwecke der Analogrechenstechnik in zwei Punkten bei weitem nicht ausreichend.

Bei der Langzeit-Integrierung einer konstanten Spannung entsteht statt einer mit der Zeit linear ansteigenden Spannung am Ausgang des Integrierers durch einen Leckwiderstand  $R_L$  parallel zum Integrationskondensator und die nicht unendlich hohe Verstärkung  $V_U(0)$  bei tiefen Frequenzen ein langsamerer Anstieg [3] [5]. Die Differenz ist der mit der Zeit  $t$  ansteigende Fehler

$$\varepsilon = \frac{t}{2 T_0} \quad \text{mit} \quad \frac{1}{T_0} = \frac{1}{R_L C} + \frac{1}{R_e V_U(0) C} .$$

Gute Styroflex-Kondensatoren haben bei  $C = 5 \mu\text{F}$  eine Leckzeitkonstante  $R_L C$  von  $10^6 \text{ s}$ .  $V_U(0)$  sollte nun so hoch sein, daß  $T_0$  durch die endliche Spannungsverstärkung nicht wesentlich verkleinert wird. Es sollte also  $R_e V_U(0) C > 10^6$  sein, d. h. mit  $R_e = 200 \text{ k}\Omega$  muß  $V_U(0) > 120 \text{ dB}$  sein, was in Geradeausverstärkung kaum zu schaffen ist.

Zum zweiten wäre bei dem bisher betrachteten Verstärker die Drift zu hoch. Nach einem heute in allen Präzisionsanalogrechnern verwirklichten Vorschlag von Goldberg [3] [6] wird die Drift durch einen schmalbandigen Hilfsverstärker, der selbst eine sehr kleine Drift hat, ausgeregelt. Dieser Hilfsverstärker ist ein Chopperverstärker (Bild 16); seine Eingangsspannung wird durch einen (im allgemeinen mechanischen) Zerhacker moduliert, in einem drifffreien Wechselspannungsverstärker mit der Verstärkung  $V_{\sim}$  verstärkt, durch einen (im allgemeinen nicht mechanischen) Zerhacker phasenrichtig gleichgerichtet und in einem anschließenden Tiefpaßfilter vom Träger getrennt (siehe auch Anhang II). Für unsere folgenden Betrachtungen sind die Tiefpaßfilter mit den Übertragungsmaßen  $F_1(\omega)$  am Eingang und  $F_2(\omega)$  am Ausgang von wesentlicher Bedeutung, während die Verstärkung  $V_H$  frequenzunabhängig angenommen wird. Die Verstärkung des Hilfsverstärkers ist dann (Bild 16)



$$\frac{U_h}{U_e} = - F_1(\omega) F_2(\omega) V_H .$$

Bild 16: Prinzipschaltung des Hilfsverstärkers

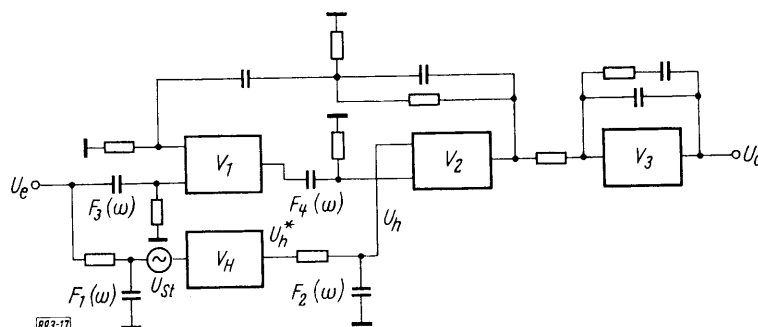


Bild 17: Vollständige Ersatzschaltung des Operationsverstärkers mit Haupt- und Hilfsverstärker

Die Driftregelung erfolgt in den meisten bisher bekannten Operationsverstärkern durch Zusammenschaltung des Hilfsverstärkers mit dem Differenzeingang der ersten Stufe des Hauptverstärkers. Wir betrachten im folgenden die Schaltung Bild 17, bei der die Driftregelung in der zweiten Stufe erfolgt [7]. Wir werden später sehen, daß das entscheidende Vorteile hat. Vor dem Eingang der ersten Stufe und zwischen der ersten und zweiten

Stufe liegen Hochpaßfilter mit den Übertragungsmaßen  $F_3(\omega)$  und  $F_4(\omega)$ . Die Verstärkung des Gesamtverstärkers wird nun [4]

$$-\frac{U_a}{U_e} = \frac{F_3(\omega)}{A(\omega)} \cdot \frac{F_4(\omega) A(\omega) V_1(\omega) V_2(\omega)}{1 + F_4(\omega) A(\omega) V_1(\omega) V_2(\omega)} \left[ 1 + \frac{F_1(\omega) F_2(\omega) V_H}{F_3(\omega) F_4(\omega) V_1(\omega)} \right] B(\omega) \frac{C(\omega) V_3(\omega)}{1 + C(\omega) V_3(\omega)} . \quad (8)$$

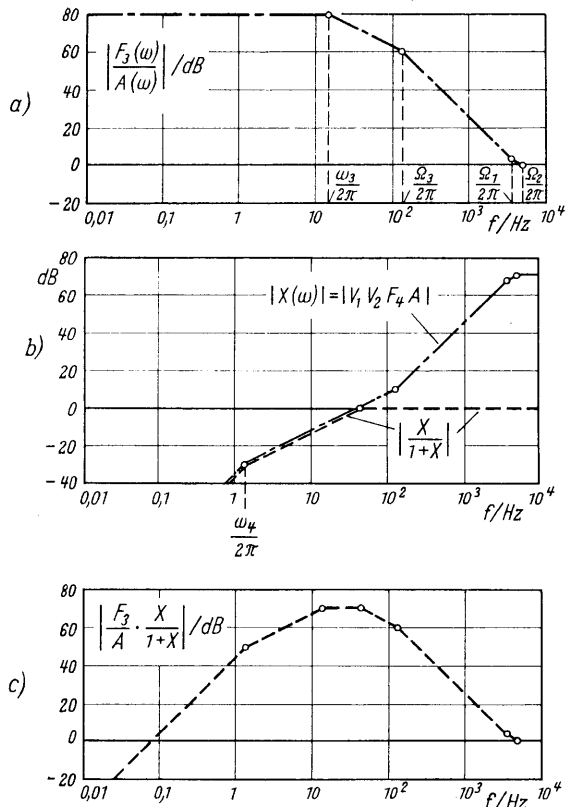


Bild 18: Zur Konstruktion der Spannungsverstärkung der 1. und 2. Stufe bei tiefen Frequenzen

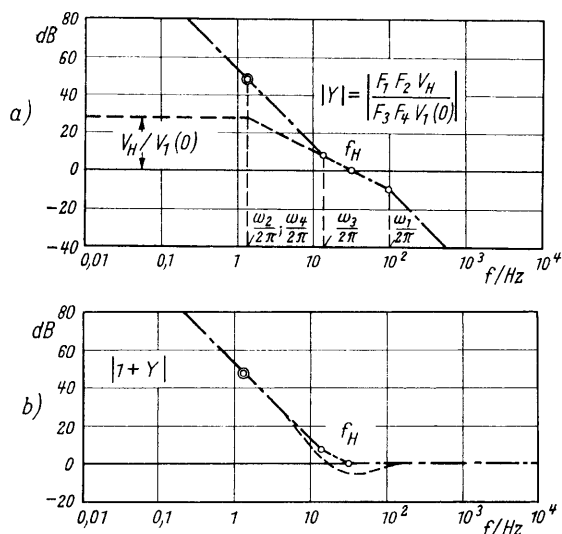
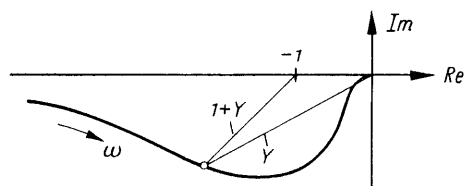


Bild 19: Zur Konstruktion der Spannungsverstärkung des Hilfsverstärkers



899-20

Bild 20: Ortskurve der Spannungsverstärkung des Hilfsverstärkers

Dabei sind die Größen  $A$ ,  $B$  und  $C$  im Anschluß an Gl. (7) definiert worden. Die Übertragungsmaße der Filter sind

$$F_1(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_1} ; F_2(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_2} ;$$

$$F_3(\omega) = \frac{j\omega/\omega_3}{1 + j\omega/\omega_3} ; F_4(\omega) = \frac{j\omega/\omega_4}{1 + j\omega/\omega_4} .$$

Für hohe Frequenzen ist  $|F_1(\omega)| \approx |F_2(\omega)| \ll 1$  und  $|F_3(\omega)| \approx |F_4(\omega)| \approx 1$ , und Gl. (8) geht in Gl. (7) über. Was interessiert, ist der Frequenzgang bei tiefen Frequenzen ( $f < 100$  Hz), wo  $V_1(\omega) = V_1(0)$ ,  $V_2(\omega) = V_2(0)$  und  $V_3(\omega) = V_3(0)$  ist. Wir betrachten dazu die einzelnen Terme in Gl. (8), wobei in den folgenden Bildern speziell für die Grenzfrequenzen der Filter gewählt wurde  $\omega_1/2\pi = 100$  Hz,  $\omega_2/2\pi = \omega_4/2\pi = 1,3$  Hz,  $\omega_3/2\pi = 14$  Hz und für die Verstärkungen, wie früher,  $V_1(0) = 24$  dB,  $V_2(0) = 46$  dB.

Bild 18 zeigt die Ermittlung der Spannungsverstärkung aus den entsprechenden ersten beiden Faktoren der Gl. (8) über die erste und zweite Stufe. Nach tiefen Frequenzen fällt die Verstärkung mit 12 dB/Oktave ab entsprechend den Hochpaßfiltern  $F_3$  und  $F_4$ . Die Größe  $|Y|$  nach Bild 19a enthält die durch die Verstärkung der ersten Verstärkerstufe geteilte Hilfsverstärkung  $F_1 F_2 V_H/V_1(0)$  und den reziproken Frequenzgang der Hochpaßfilter  $1/F_3 F_4$ . Der Frequenzgang von  $Y$  muß so dimensioniert werden, daß die Phase von  $Y$  in der Nähe der Frequenz  $f_H$ , bei der  $|Y| = 1$  wird, möglichst wenig über  $90^\circ$  liegt. Den Grund dafür kann man sich an Hand der Ortskurve (Bild 20) klarmachen. Für tiefe Frequenzen ist  $|Y| \gg 1$  und die Phase  $\angle Y \approx 180^\circ$ . Für hohe Frequenzen ist  $|Y| \ll 1$  und  $\angle Y \approx 180^\circ$ . Die Länge des in Bild 20 eingezeichneten Vektors  $|1 + Y|$  ist für tiefe Frequenzen  $|1 + Y| \approx |Y|$ , für hohe Frequenzen  $|1 + Y| \approx 1$ . In einem mittleren Frequenzbereich in der Umgebung der Frequenz  $f_H$  ist  $|1 + Y| < 1$ , d. h. es folgt immer ein Verstärkungseinbruch (in Bild 19b gestrichelt angedeutet), den man dadurch klein hält, daß die Phase  $\angle Y$  so weit wie möglich auf  $90^\circ$ , wie etwa nach Bild 20, zurückgedreht wird. Den genauen Verlauf des Einbruchs kann man sich aus der Ortskurve konstruieren.

Wir hatten für die Grenzfrequenzen  $\omega_1$  bis  $\omega_2$  der Filter von vornherein Zahlenwerte angenommen und wollen nun erklären, warum diese Werte günstig bzw. erforderlich sind. Bei Aussteuerung des Verstärkers mit Frequenzen  $f \gg f_H$  (Bild 19), wo der Hilfsverstärker keine Verstärkung mehr hat, ist die Spannung  $U_e$  am Eingang gegeben durch

$$|U_e| = \frac{|U_a|}{|V_u(\omega)|} ,$$

wobei  $|V_u|$  die durch Gl. (7) gegebene, in Bild 14 dargestellte Spannungsverstärkung des Hauptverstärkers ist. Die Spannung am Ausgang des Hilfsverstärkers vor dem Filter  $F_2$  (Bild 17) ist dann

$$|U_h^*| = \frac{|U_a|}{|V_u(\omega)|} \cdot V_H \cdot |F_1(\omega)|. \quad (9)$$

Wird der Verstärker voll ausgesteuert mit  $|U_a| = 10 \text{ V}$ , so soll bei der höchsten Arbeitsfrequenz  $f = 1 \text{ kHz}$  die Aussteuerung des Hilfsverstärkers  $|U_h^*| \leq 0,1 |U_a|$  sein, damit z. B. ein deutlicher Abstand zur Schwelle der Übersteuerungsanzeige bleibt. In unserem Fall ist  $V_H = 600$  und  $|V_u(1000 \text{ Hz})| = 700$ , so daß aus Gl. (9) folgt  $|F_1(1000 \text{ Hz})| \leq 0,12$  oder  $f_1 \leq 120 \text{ Hz}$ . Gl. (9) zeigt, daß eine Verkopplung der Spannungsverstärkung des Hauptverstärkers  $|V_u|$  und der Verstärkung  $V_H$  des Hilfsverstärkers besteht und beide aus Aussteuerungsgründen nicht unabhängig gewählt werden können.

Betrachten wir nun die Übertragung einer Störspannung  $U_{St}$  am Eingang des Hilfsverstärkers (Bild 17) zum Ausgang des gegengekoppelten Gesamtverstärkers. Eine solche Störspannung entsteht durch das Rauschen der ersten Verstärkerstufe des Hilfsverstärkers, vor allem aber durch Einstreuungen von etwa  $100 \mu\text{V}$  im Zerhacker mit dessen Erregerfrequenz von  $400 \text{ Hz}$ . Mit

$$\left| \frac{A(\omega)}{F_3(\omega)} \right| \ll \left| K V_3(\omega) \left[ 1 + \frac{F_1(\omega) F_2(\omega) V_H}{F_3(\omega) F_4(\omega) V_1(\omega)} \right] \right|$$

wird das Übertragungsmaß

$$\frac{U_a}{U_{St}} = \frac{1}{F_1 K} \cdot \frac{F_1 F_2 V_H / (F_3 F_H V_1)}{1 + F_1 F_2 V_H / (F_3 F_4 V_1)} = \frac{1}{F_1 K} \cdot \frac{Y}{1 + Y}. \quad (10)$$

Für Frequenzen  $f < f_H$  ist  $|Y| \gg 1$  (Bild 19a),  $|F_1| \approx 1$  und  $|U_a/U_{St}| = 1/K(0)$ , d. h. die Störspannung wird  $(1/K)$ fach verstärkt, wo  $K$  der früher definierte Gegenkopplungsfaktor ist (Bild 21). Für Frequenzen  $f > f_H$  ist  $|Y| \ll 1$ ,  $|F_3| \approx |F_4| \approx 1$  und

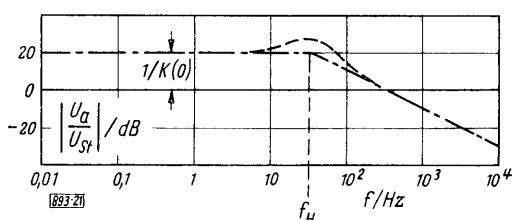


Bild 21: Übertragungsmaß einer Störspannung am Eingang des Hilfsverstärkers

$$\left| \frac{U_a}{U_{St}} \right| = \frac{|V_H F_2(\omega)|}{|K \cdot V_1(0)|}. \quad (11)$$

In allen praktischen Fällen ist  $f_H \ll 400 \text{ Hz}$ , so daß das Übertragungsmaß für die Zerhackerfrequenz von  $400 \text{ Hz}$  durch Gl. (11) gegeben ist. Aus Gl. (11) folgt dann die erforderliche Dämpfung durch den Tiefpaß am Ausgang des Hilfsverstärkers

$$|F_2(\omega)| \approx \frac{\omega_2}{\omega} = \left| \frac{U_a}{U_{St}} \right| \cdot \frac{|K V_1(0)|}{V_H} \quad (12)$$

und daraus die Grenzfrequenz  $f_2 = \omega_2/2\pi$

$$f_2 \approx f \cdot \left| \frac{U_a(f)}{U_{St}(f)} \right| \cdot \frac{|K(f) V_1(0)|}{V_H}. \quad (13)$$

Die Grenzfrequenz kann bei gegebener Dämpfung einer Störspannung um so größer sein, je größer  $V_1(0)$  ist. Regelt man z. B. die Drift in der ersten Verstärkerstufe, so ist in Gl. (13)  $V_1(0) = 1$  einzusetzen. In unserem Fall ist  $V_1(0) = 16$ , d. h. die Grenzfrequenz des Filters kann bei gleicher Störspannungsdämpfung 16mal größer, der Siebkondensator 16mal kleiner sein, so daß sich wesentlich kürzere Übersteuerungszeiten ergeben. Rechnet man mit  $|U_a(400 \text{ Hz})/U_{St}(400 \text{ Hz})| = 1$ ,  $|K(400 \text{ Hz})| = 0,1$ ,  $V_1(0) = 16$ ,  $V_H = 600$ , so gilt für die Grenzfrequenz  $f_2 \leq 1,1 \text{ Hz}$ .

An dem Übertragungsmaß für die Störspannung Gl. (10) ist noch etwas bemerkenswert. Wir hatten früher besprochen, daß in der Umgebung von  $f = f_H$  für die Größe  $|1 + Y|$  ein Einbruch erfolgt (Bild 19b). Diese Größe steht in Gl. (10) im Nenner, das Übertragungsmaß  $|U_a/U_{St}|$  einer Störspannung hat eine Überhöhung

(in Bild 21 gestrichelt angedeutet), d. h. Störspannungen der Frequenz  $f \approx f_H$  werden angehoben. Bei ungünstiger Dimensionierung der Hoch- und Tiefpaßfilter mit starker Überhöhung kann man diese herausgehobenen Anteile der Störspannung auf dem Oszillographen deutlich beobachten, weil das Spektrum der Rauschspannung nicht weiß ist, sondern scheinbar eine periodische Komponente der Frequenz  $f_H$  enthält.

Bild 22 zeigt den Frequenzgang des durch das Schema Bild 17 beschriebenen, aus Haupt- und Hilfsverstärker zusammengesetzten Verstärkers, Bild 23 die Gesamtschaltung. Die Gleichspannungsverstärkung ist jetzt 130 dB und damit auch für die Langzeit-Integration ausreichend.

Der aus Haupt- und Hilfsverstärker bestehende Gesamtverstärker hat bei einer Ausgangsspannung von 0 V eine Stromaufnahme von +15 V, 12 mA; -15 V, 10 mA und +30 V, 3 mA. Die Leistungsaufnahme ist 0,42 W.

#### 4. Einige Eigenschaften des Umkehrverstärkers

Im folgenden betrachten wir einige wesentliche Eigenschaften des Umkehrverstärkers, bei dem  $R_i = R_0$  ist (Bild 3).

##### 4.1 Schleifenverstärkung, Bandbreite und dynamischer Fehler

Die Schleifenverstärkung  $K V_u$  bestimmt nach Gl. (1) für  $R_i \ll R_j$  die Genauigkeit der Rechenoperation bei fehlerfreien Widerständen  $R_0$  und  $R_j$ . Der Gegenkopplungsfaktor  $K$  ist nach Gl. (2) von den Rechenwiderständen und dem Eingangswiderstand  $R_e$  des Verstärkers abhängig. In einem mittleren Frequenzbereich  $10 \text{ Hz} < f < 10 \text{ kHz}$  ist  $R_e \approx 37 \text{ k}\Omega$ , mit  $R_0 = R_j = 200 \text{ k}\Omega$ , also ist  $K = 0,135 \triangleq -17,5 \text{ dB}$  bzw. mit  $R_0 = R_j = 20 \text{ k}\Omega$  ist  $K = 0,4 \triangleq -8 \text{ dB}$ . Zusammen mit der Spannungsverstärkung  $|V_u|$  (Bild 22) ist damit die Schleifenverstärkung  $|K V_u|$  bekannt.

Unter der Annahme, daß der Verstärker ein Netzwerk minimaler Phasendrehung ist, kann man wieder aus dem Verlauf von  $|V_u|$  die Phase berechnen (Bild 22) und bei exakten Rechenwiderständen erhält man für den Gesamtverstärker mit  $|K V_u| \gg 1$  einen relativen Amplitudenfehler

$$\Delta \approx \frac{\cos \varphi_V}{|K V_u|} \quad (14)$$

und einen Phasenfehler

$$\Delta \varphi \approx \frac{\sin \varphi_V}{|K V_u|} \quad (15)$$

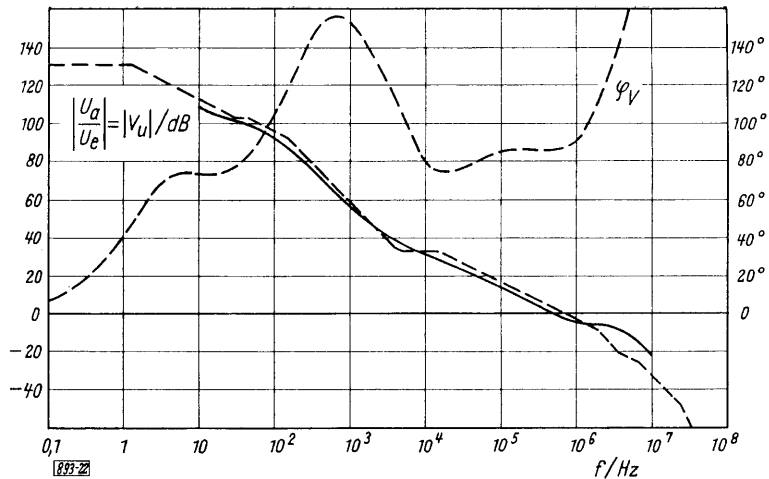


Bild 22: Betrag der Spannungsverstärkung des Gesamtverstärkers und berechnete Phase (ausgezogene Kurve gemessen)

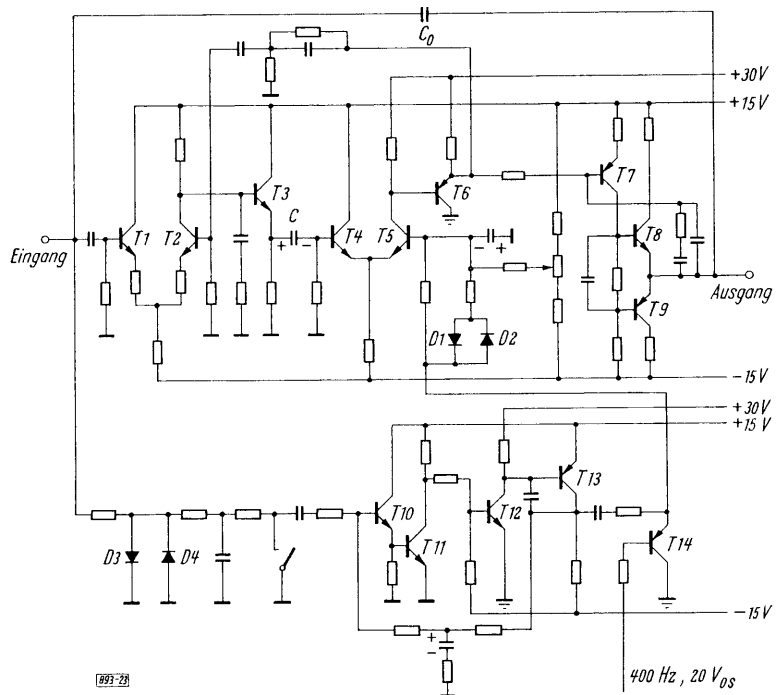


Bild 23: Gesamtschaltung des Operationsverstärkers

Durch den parallel zum Rückführwiderstand  $R_0$  liegenden Kondensator  $C_0 = 8 \text{ pF}$  (Bild 23) bekommt dieser ebenfalls einen Phasenfehler, der für  $f < 10 \text{ kHz}$  nach Gl. (5) linear mit der Frequenz ansteigt und sich insgesamt ergibt

$$\Delta \varphi = \frac{\sin \varphi_V}{|K V_U|} + f \cdot 2 \pi R_0 C_0 \quad (16)$$

Der Anteil des Amplitudenfehlers durch die Rückführkapazität  $C_0$  ist vernachlässigbar. Die aus den Gln. (14) und (16) berechneten Anteile des dynamischen Fehlers sind in Bild 24 als Funktion der Frequenz dargestellt.

Die Bandbreite (3 dB-Abfall) des Umkehrverstärkers ist fast allein durch den Frequenzgang der Schleifenverstärkung gegeben und ist nach Messung gleich  $60 \text{ kHz}$  für  $R_0 = R_j = 200 \text{ k}\Omega$  bzw.  $200 \text{ kHz}$  für  $R_0 = R_j = 20 \text{ k}\Omega$  (Bild 25).

#### 4.2 Einschwingvorgang

Die Bandbreite bestimmt auch die Steilheit des Einschwingvorganges (Bild 26). Die Flankensteilheit ist ohne kapazitive Last am Ausgang und Eingang  $6 \mu\text{s}$  für  $R_0 = R_j = 200 \text{ k}\Omega$  bzw.  $2 \mu\text{s}$  für  $R_0 = R_j = 20 \text{ k}\Omega$ .

Der Einschwingvorgang verläuft nahezu aperiodisch. Bei kapazitiver Belastung am Eingang mit  $C_e = 400 \text{ pF}$  und am Ausgang mit  $C_a = 1 \text{ nF}$  — Belastungen, wie sie durchaus vorkommen können — tritt ein starkes Überschwingen auf, das aber nach  $50 \mu\text{s}$  unter  $1\%$  abgeklungen ist.

#### 4.3 Rauschen

Durch die Wahl der Transistoren und des Arbeitspunktes der ersten Stufen im Haupt- und Hilfsverstärker wird die Störspannung am Ausgang des Verstärkers sehr klein gehalten. Bild 27 zeigt den zeitlichen Verlauf der Störspannung bei verschiedenen Bandbreiten. Der Effektivwert der Störspannung am Ausgang des

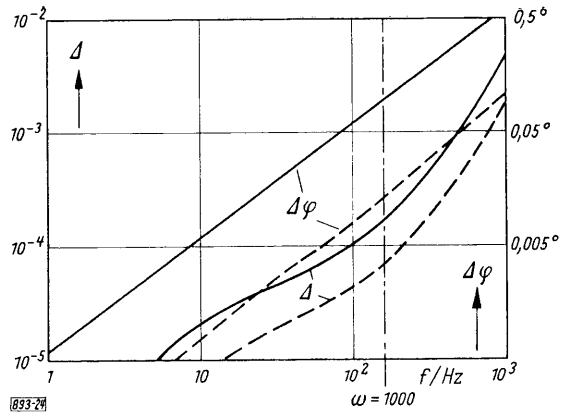


Bild 24: Berechneter Phasenfehler  $\Delta \varphi$  und Amplitudenfehler  $\Delta$  beim Umkehrverstärker mit  $R_0 = R_j = 200 \text{ k}\Omega$  (ausgezogene Kurve) bzw.  $R_0 = R_j = 20 \text{ k}\Omega$  (gestrichelte Kurve)

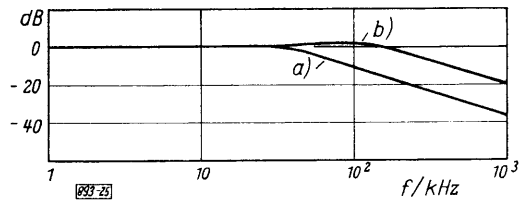


Bild 25: Frequenzgang des Umkehrverstärkers a) mit  $R_0 = R_j = 200 \text{ k}\Omega$ , b) mit  $R_0 = R_j = 20 \text{ k}\Omega$  (3 dB Abfall bei  $60 \text{ kHz}$  bzw.  $200 \text{ kHz}$ )

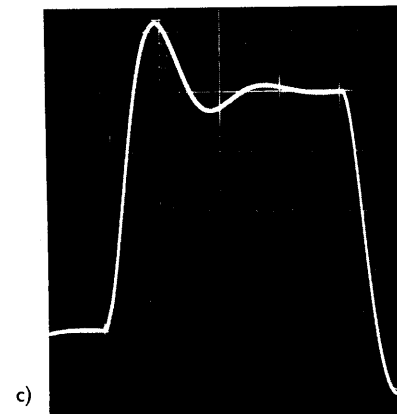
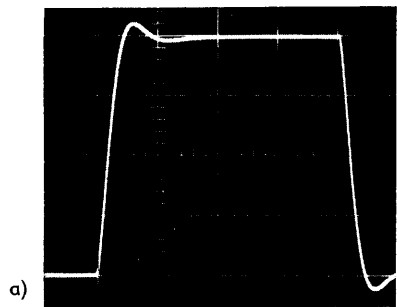
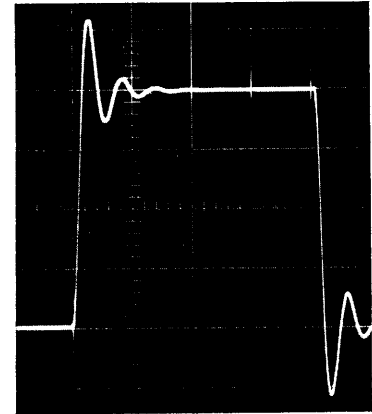
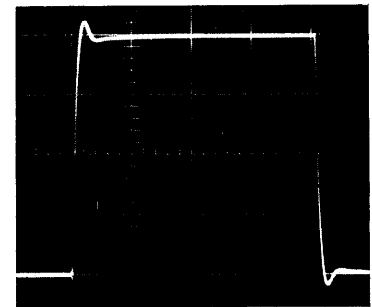


Bild 26:  
Einschwingvorgang des  
Umkehrverstärkers

Horizontale Teilung  $20 \mu\text{s}$ .  
Vertikale Teilung  $2,5 \text{ V}$ .

- a)  $R_0 = R_j = 200 \text{ k}\Omega$ ;  
 $C_e = C_a = 0$
- b)  $R_0 = R_j = 20 \text{ k}\Omega$ ;  
 $C_e = C_a = 0$
- c)  $R_0 = R_j = 200 \text{ k}\Omega$ ;  
 $C_e = 0,4 \text{ nF}$ ,  $C_a = 1 \text{ nF}$
- d)  $R_0 = R_j = 20 \text{ k}\Omega$ ;  
 $C_e = 0,4 \text{ nF}$ ,  $C_a = 1 \text{ nF}$



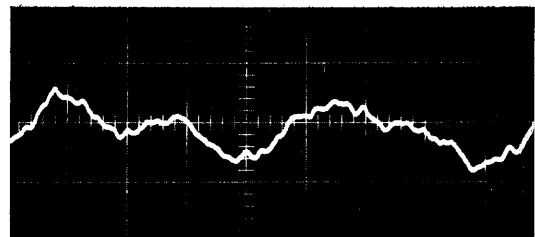
Umkehrverstärkers mit  $R_0 = R_j = 200 \text{ k}\Omega$  ist bei voller Bandbreite  $0,2 \text{ mV}$ , die auf den Summenpunkt bezogene Störspannung ist ( $1/K =$ )  $7,5$ mal kleiner, beträgt also etwa  $25 \mu\text{V}$  an  $40 \text{ k}\Omega$ . Die Rückrechnung der Störspannung auf den Eingang gilt aber nur ungefähr, weil der Eingangswiderstand frequenzabhängig ist. Bei zehnfacher Verstärkung mit  $R_0 = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $R_j = 20 \text{ k}\Omega$  ist entsprechend die Störspannung  $0,4 \text{ mV}$ .

#### 4.4 Aussteuerung des Hilfsverstärkers und Übersteuerung

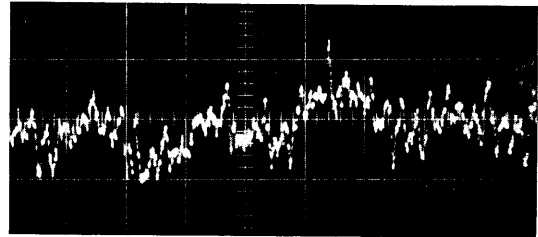
Die Anzeige einer Übersteuerung des Verstärkers wird im allgemeinen vom Ausgang des Hilfsverstärkers abgeleitet, je nachdem, ob die Spannung am Ausgang des Hilfsverstärkers eine Schwelle überschreitet oder nicht. Dazu ist notwendig, daß die Aussteuerung des Hilfsverstärkers im normalen Betrieb bei allen Rechenfrequenzen deutlich unterhalb, bei Übersteuerung aber deutlich oberhalb dieser Schwelle liegt. Die Aussteuerung des Hilfsverstärkers bei gegebener Eingangsspannung wird am größten bei der Frequenz  $1 \text{ kHz}$  (Bild 28). Legt man die Übersteuerungsschwelle z. B. auf  $+8 \text{ V}$ , so ist ein Abstand von wenigstens  $5 \text{ V}$  sichergestellt.

Ein bei der praktischen Anwendung eines chopperstabilisierten Operationsverstärkers sehr störender Effekt ist die lange Zeit, die vergeht, bis nach einer Übersteuerung der Verstärker wieder betriebsfähig ist, d. h. die Übersteuerung am Ausgang des Verstärkers völlig abgeklungen ist [6]. Diese Übersteuerungszeit beruht im wesentlichen auf der langen Entladezeit des großen Filterkondensators des Filters  $F_2$  (Bild 17) am Ausgang des Hilfsverstärkers; sie liegt bei handelsüblichen Rechenverstärkern meistens bei drei Sekunden. Durch den Anschluß des Hilfsverstärkers an die zweite Verstärkerstufe kann bei der gewählten Schaltung nach Gl. (13) der Filterkondensator wesentlich kleiner sein als bei einer Driftregelung in der ersten Stufe des Hauptverstärkers, so daß sich eine auf etwa  $0,5$  Sekunden verminderte Übersteuerungszeit ergibt. Entlädt man den Filterkondensator außerdem unmittelbar nach einer Übersteuerung über einen kleineren Widerstand, wie ihn die Dioden  $D_1, D_2$  in Bild 23 darstellen, so kann die Übersteuerungszeit weiter reduziert werden. Die Dioden  $D_3, D_4$  am Eingang des Verstärkers begrenzen die Spannung am Summenpunkt während der Übersteuerung.

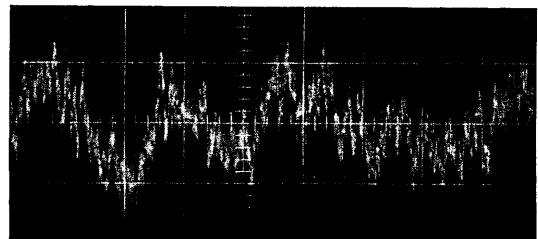
Da im einzelnen auch die Kondensatoren in den anderen Tief- und Hochpaßfiltern an der Übersteuerungszeit beteiligt sind, ist eine quantitative Betrachtung der Vorgänge bei einer Übersteuerung undurchsichtig. Bild 29 zeigt das Abklingen einer Übersteuerung des Umkehrverstärkers mit  $R_0 = R_j = 200 \text{ k}\Omega$  nach einer Übersteuerung mit einer Eingangsspannung von  $+20 \text{ V}$



a) im Frequenzbereich 0 bis 50 Hz,

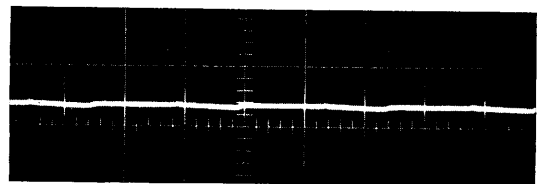


b) im Frequenzbereich 0 bis 1 kHz,

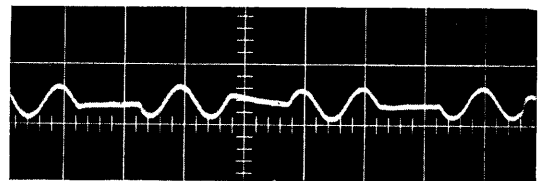


c) im Frequenzbereich 0 bis 50 kHz

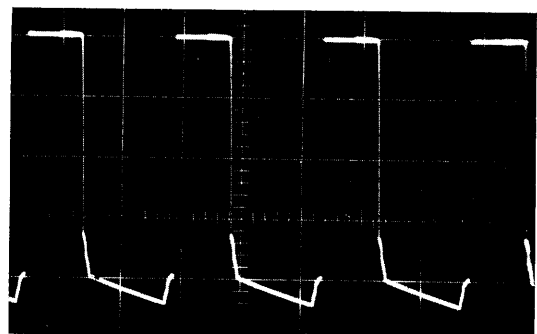
Bild 27: Rauschen am Ausgang des Umkehrverstärkers mit  $R_0 = R_j = 200 \text{ k}\Omega$   
Horizontale Teilung 10 ms.  
Vertikale Teilung  $0,2 \text{ mV}$ .



a) ohne Aussteuerung

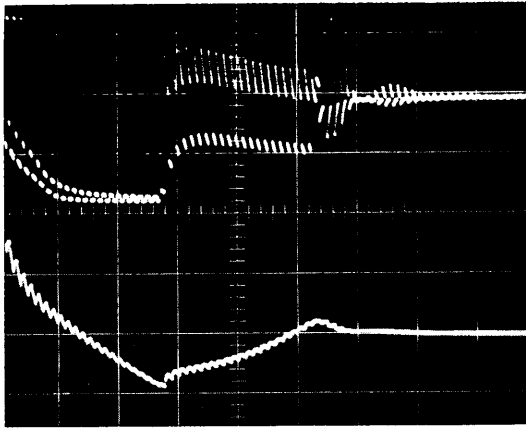


b) bei Aussteuerung mit  $1 \text{ kHz}$ ,  $20 \text{ V}_{ss}$

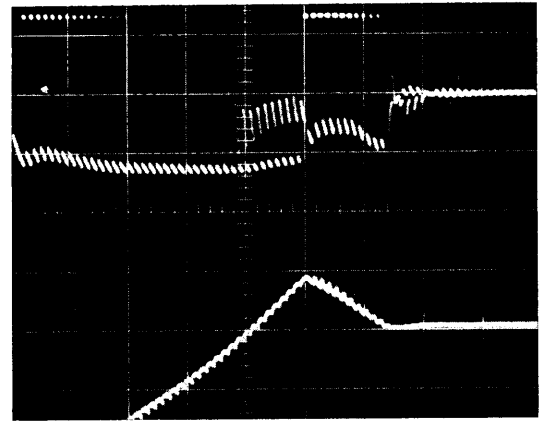


c) bei Übersteuerung

Bild 28: Spannung am Ausgang des Hilfsverstärkers  
Horizontale Teilung  $1 \text{ ms}$ .  
Vertikale Teilung  $5 \text{ V}$ .



a) mit positiver Eingangsspannung



b) mit negativer Eingangsspannung

Bild 29: Abklingzeit nach einer Übersteuerung. Im oberen Teil der Bilder ist die Spannung am Ausgang des Hilfsverstärkers, im unteren Teil am Ausgang des Gesamtverstärkers dargestellt. Ende der Übersteuerung zur Zeit 0. Horizontale Teilung 20 ms. Vertikale Teilung im oberen Teil 10 V, im unteren Teil 0,5 V.

(Bild 29 a) bzw.  $-20$  V (Bild 29 b). Im oberen Teil der Bilder ist dabei jeweils die Spannung am Ausgang des Hilfsverstärkers (Kollektorspannung T 13), im unteren Teil am Ausgang des Hauptverstärkers dargestellt. Die Wirkung der Übersteuerung, die zur Zeit  $t = 0$  aufhörte, ist nach 140 ms auf weniger als 0,1% abgeklungen.

### 5. Drift

Jeder Gleichspannungsverstärker hat einen Nullpunktfehler, d. h. die Ausgangsspannung ist bei einer Eingangsspannung von 0 V nicht Null. Den zeitlich langsam schwankenden und daher nicht kompensierbaren Anteil des Nullpunktfehlers nennt man Drift. Diese wird durch Änderungen der Versorgungsspannungen und der Temperatur und auch durch extrem niederfrequente Anteile der Rauschstörungen hervorgerufen [3] [6] und ist von diesen im Wesen nicht verschieden. Diese Einflüsse überlagern sich in so unvorhersagbarer Weise zu der gesamten Drift, daß wir uns hier darauf beschränken, einige der Einflüsse und ihre Wirkung auf die Drift abzuschätzen und zu diskutieren.

Es erweist sich als zweckmäßig, die am Ausgang des Verstärkers bei geerdetem Eingang beobachtbare Drift auf eine Driftspannungsquelle  $e$  und einen Driftstrom  $i$  am Eingang des Verstärkers zurückzuführen (Bild 30). Man erhält eine Ausgangsspannung

$$U_a = \frac{e}{K} + R_0 i \quad (17)$$

wobei  $K$  der durch Gl. (2) definierte Gegenkopplungsfaktor bei ganz tiefen Frequenzen ist, in unserem Fall z. B.  $K = 1/3$  mit  $R_0 = R_i = R_e = 200$  k $\Omega$ . Durch Abblocken des Verstärkereingangs wird der Einfluß des Driftstroms  $i$  praktisch eliminiert und durch den Chopperverstärker, dessen eigene Drift vernachlässigbar sei, die wirksame Driftspannung vermindert (Bild 31), denn man erhält nun für die Ausgangsspannung [3]

$$U_a \approx \frac{e}{K V_H} \quad (18)$$

Wesentlich bleibt die Driftspannung  $e$  des Hauptverstärkers.

Bei Transistorverstärkern ist im allgemeinen der Einfluß der Umgebungstemperatur auf die Drift wesentlich, so daß wir deren Wirkung zuerst betrachten wollen. Zur Einstellung des Arbeitspunktes in einer einfachen Transistorverstärkerstufe (Bild 32) ist im Basiskreis eine Vorspannung  $U_b$  erforderlich. Ändert sich z. B. die Umgebungstemperatur, so ändert sich der Kollektorstrom  $I_c$ , d. h. der Arbeitspunkt verschiebt sich. Den ursprünglichen Kollektorstrom kann man durch eine Änderung  $\Delta U_b$  der Basisvorspannung  $U_b$  wieder einstellen. Die erforderliche Änderung ist nach unserer Definition die Driftspannung, für die man erhält

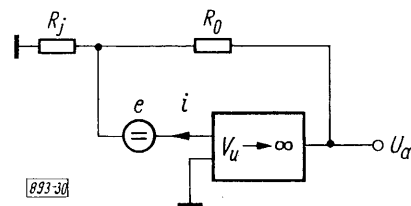


Bild 30: Rückführung des Nullpunktfehlers auf Driftspannung  $e$  und Driftstrom  $i$  am Eingang des Verstärkers

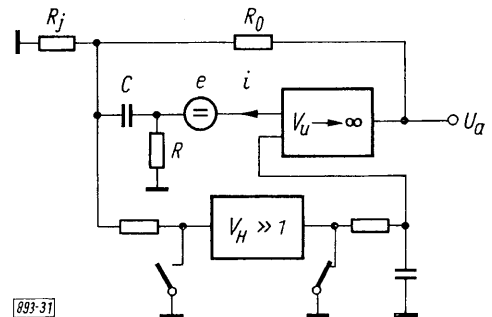
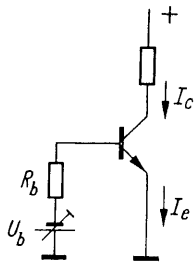


Bild 31: Driftreduzierung durch Hilfsverstärker



$$e = (\Delta U_{eb})_{I_c = \text{const}} \approx \Delta U_{eb} + R_b \Delta I_{co} + \Delta \alpha R_b I_0. \quad (19)$$

$\Delta U_{eb}$  ist die Änderung der Basis-Emitterspannung, etwa 2,2 mV/grd,  $\Delta I_{co}$  die Änderung des Kollektorstromes, etwa  $10^{-8}$  A bei 10 grad Temperaturerhöhung,  $\Delta \alpha$  die Änderung der Stromverstärkung, für Si-Planartransistoren mit sehr hoher Stromverstärkung ( $\beta \approx 200$ ) etwa  $5 \cdot 10^{-5}$ /grad [8], so daß man für eine Temperaturerhöhung von 10 grad mit  $R_b = 10 \text{ k}\Omega$  und  $I_c = 0,5 \text{ mA}$  aus Gl. (19) erhält



893-32

Bild 32:  
Zur Drift einer einfachen Transistor-Verstärkerstufe

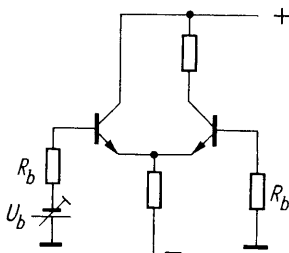
$$e \approx (22 \cdot 10^{-3} + 0,1 \cdot 10^{-3} + 2,5 \cdot 10^{-3}) \approx 25 \cdot 10^{-3} \text{ V}.$$

Der Einfluß des Reststromes ist völlig vernachlässigbar. In einer Differentialstufe (Bild 33) kompensieren sich die Änderung der Basis-Emitterspannung und der Stromverstärkung teilweise und man bekommt eine Driftspannung

$$e \approx \Delta (\Delta U_{eb}) + \Delta (\Delta \alpha) R_b I_c. \quad (20)$$

Für Differential-Planartransistoren kann man erwarten  $\Delta (\Delta U_{eb}) \approx 0,02 \text{ mV/grad}$  und  $\Delta (\Delta \alpha) \approx 2 \cdot 10^{-5}/\text{grad}$ , so daß sich in der Differentialstufe bei einer Temperaturerhöhung von 10 grad ergibt

$$e \approx (0,2 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3}) \approx 10^{-3} \text{ V}.$$



893-33

Bild 33:  
Zur Drift einer Differential-Stufe

Diese Driftspannung ist so klein, daß auch andere Temperatureinflüsse eine Rolle spielen.

Die beiden auf die Differentialstufe folgenden Verstärkerstufen (T 6 und T 7 in Bild 23) benötigen für einen konstanten Kollektorstrom durch den Transistor T 7 eine Verminderung der Basisvorspannung von je 2,2 mV/grad, insgesamt also bei 10 grad Temperaturerhöhung von 44 mV. Auf den Basiskreis der Differentialstufe (T 4 und T 5) bezogen, wird diese Drift um die Verstärkung der Differentialstufe reduziert auf etwa 0,5 mV.

Der Leckstrom  $i_L$  durch den Tantal-Elektrolyt-Kondensator  $C$  zur Kopplung zwischen der ersten und zweiten Verstärkerstufe, der über den Widerstand im Basiskreis von T 4 fließt (Bild 23), verursacht ebenfalls eine Drift. Der Leckstrom  $i_L$  eines Kondensators  $C$  mit der Nennspannung  $U_N$  ist bei einer anliegenden Spannung  $U$  bei 20 °C fünf Minuten nach dem Einschalten [9]

$$\frac{i_L}{\mu\text{A}} = 0,02 \frac{C}{\mu\text{F}} \cdot \frac{U^2}{V^2} \frac{U_N}{V}.$$

Für  $C = 22 \mu\text{F}$ ,  $U = 7 \text{ V}$ ,  $U_N = 35 \text{ V}$  ergibt sich ein Leckstrom  $i_L = 0,6 \mu\text{A}$ . Einige Zeit nach Anlegen der Betriebsspannung  $U$  vermindert sich der Leckstrom noch etwa auf ein Viertel [9], so daß man im Betrieb mit  $i_L = 0,15 \mu\text{A}$  rechnen kann. Bei 10 grad Temperaturerhöhung erhöht sich dieser Reststrom auf den 1,5fachen Wert von  $0,23 \mu\text{A}$ , bei einem Basiswiderstand von  $10 \text{ k}\Omega$  erhält man eine Drift von  $e = 0,8 \text{ mV}$  ( $= (0,23 - 0,15) 10^{-6} \cdot 10^6$ ). Rechnet man alle bisher betrachteten Driftanteile zusammen, so ergibt sich bei 10 grad Temperaturerhöhung eine Driftspannung des Hauptverstärkers  $e \approx 2,5 \text{ mV}$ , d. h. näherungsweise ein Temperaturkoeffizient von 0,3 mV/grad.

Wie aus Gl. (19) hervorgeht, steigt die Drift mit zunehmendem Basiswiderstand  $R_b$ , der in der ersten Verstärkerstufe zur Erzielung eines hohen Eingangswiderstandes groß sein muß, in der zweiten Stufe aber zur Erzielung einer kleinen Drift frei gewählt werden kann. Das ist ein weiterer Vorteil der Ankopplung des Hilfsverstärkers an die zweite Verstärkerstufe.

Wie der Vergleich Gl. (17) zu Gl. (18) zeigt, ist die am Eingang des chopperstabilisierten Verstärkers wirksame Drift  $e/V_H$ ; in unserem Fall ist im Temperaturbereich 20°C bis 80°C mit  $V_H = 600$  und  $e = 15 \text{ mV}$  (Bild 34) eine maximale Drift zu erwarten  $e/V_H < (15 \cdot 10^{-3}/600) = 25 \mu\text{V}$ . Die Temperaturdrift ist so klein, daß ihr Verlauf nicht reproduzierbar gemessen werden konnte, da sie von langsamen statistischen Schwankungen durch das Funkelrauschen der ersten Transistor-Verstärkerstufen überdeckt wird. Bild 34 zeigt die auf den Eingang bezogene Drift bei zunächst konstanter Umgebungstemperatur von 25°C, die dann innerhalb von 10 Minuten auf 80°C erhöht wurde. Im eingeschwungenen Zustand ist die Temperaturdrift kleiner

als  $10 \mu\text{V}$ . Während des Hochheizens erhält man eine größere Drift, weil während der starken Änderung der Temperatur auch ein Driftstrom über die Kondensatoren am Eingang des Verstärkers fließt [1]. Man erkennt deutlich die durch die Aufheizungs- und Abkühlungszyklen des Ofens verursachte Welligkeit der Driftspannung, während der die Ofentemperatur um etwa  $6 \text{ grd}$  schwankt. Bei einer Registrierung der Ausgangsspannung des Verstärkers im Bereich der Umgebungstemperatur von  $20^\circ\text{C}$  bis  $27^\circ\text{C}$  über 200 Stunden konnte keine Drift, d. h. keine Verschiebung des Mittelwertes der Störspannung beobachtet werden.

Die Tabelle zeigt schließlich den Einfluß von Schwankungen der Versorgungsspannungen auf die Drift des Verstärkers. Bei Änderung der Batteriespannungen um  $\pm 1\%$  ist die äquivalente auf den Eingang bezogene Drift kleiner als  $5 \mu\text{V}$ .

Die Langzeitdrift ist, wie sich zusammenfassend sagen läßt, bei konstanten Bedingungen (Temperatur, Batteriespannung) kleiner als  $2 \mu\text{V}$  je Woche, der Temperaturgang kleiner als  $0,2 \mu\text{V}/\text{grd}$ , die Gesamtdrift bei einer Umgebungstemperatur zwischen  $0^\circ\text{C}$  und  $80^\circ\text{C}$  kleiner als  $20 \mu\text{V}$ , entsprechend  $10^{-6}$  der vollen Aussteuerung von  $20 \text{ V}$ .

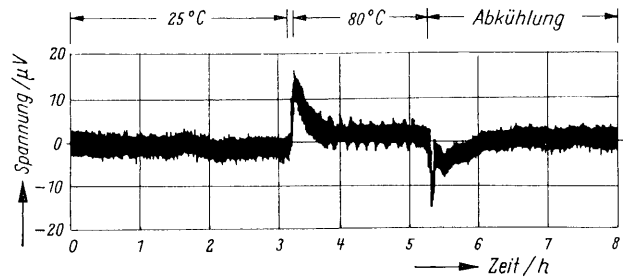


Bild 34: Auf den Eingang bezogene Drift bei einem Sprung der Umgebungstemperatur von  $25^\circ\text{C}$  auf  $80^\circ\text{C} \pm 3^\circ\text{C}$  (gemessen mit  $R_0 = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ )

Tabelle

Driftspannung als Folge von Schwankungen der Batterie-Spannungen			
Batterie-Spannungen nach Bild 23			auf den Eingang bezogene Drift $\mu\text{V}$
V			
+15	-15	+30	0
+16	-15	+30	+25
+14	-15	+30	-25
+15	-16	+30	+10
+15	-14	+30	-10
+15	-15	+32	-25
+15	-15	+28	+25

### Anhang I: Zur Berechnung des Frequenzganges von Transistorverstärkern

Wir betrachten die Spannungsverstärkung einer Transistorstufe mit ohmschen Außenleitwert  $G_a$  parallel mit der Schaltkapazität  $C_s$ , in die auch die Emittersperrschichtkapazität eines nachfolgenden Emitterfolgers einzurechnen wäre (Bild A 1). In den Außenleitwert  $G_a$  ist gegebenenfalls auch der Innenleitwert des Transistors einzubeziehen.

Mit den  $h$ -Parametern der Reihen-Parallel-Matrix wird die Spannungsverstärkung allgemein [10]

$$-\frac{U_2}{U_1} = V = \frac{h_{21}/h_{11}}{h_{22} + G_a + j \omega C_s - h_{12} h_{21}/h_{11}} \quad (\text{A } 1)$$

Darin kann man bis etwa zur Grenzfrequenz die komplexen Vierpolparameter gut annähern [11], die Steilheit

$$\frac{h_{21}}{h_{11}} = \frac{1}{r_e + r_b/\beta_0} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{x}{1/\beta_0 + r_e/r_b}}$$

den Ausgangs-Leerlaufleitwert

$$h_{22} = \omega_g C_c - \frac{\omega_g C_c}{1 + j \beta_0 x} + j \omega_c C_s x$$

und die Leerlauf-Spannungsrückwirkung

$$h_{12} = r_e \omega_g C_c - \frac{r_e \omega_g C_c}{1 + j \beta_0 x}$$

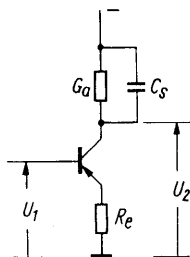


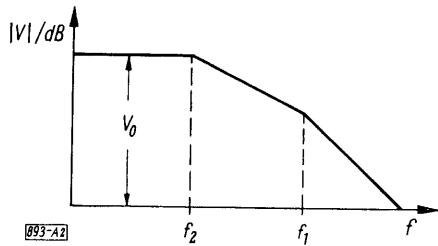
Bild A 1

Bild A 1: Schaltung einer Transistor-Verstärkerstufe

mit  $x = f/f_g$ . Die vorkommenden Koeffizienten sind frequenzunabhängige Transistorparameter.

Emitterwiderstand  $r_e = R_e + \frac{kT}{e I_e}$ ,  $kT/e = 26 \text{ mV}$ ;  $I_e = \text{Emitterstrom}$ ; Basiswiderstand  $r_b$ ;

Stromverstärkung  $\beta_0$  bei tiefen Frequenzen; Kollektorsperrschichtkapazität  $C_c$ ; Grenzfrequenz  $\omega_g$ . Setzt man diese Ausdrücke in Gl. (A 1) ein, so erhält man nach längerer Zwischenrechnung für  $\beta_0 \gg 1$  und



$$\frac{r_b}{r_e} \left( \frac{\omega_g C_c}{G_a} + \frac{\omega_g C_s}{G_a} \right) \ll \left( 1 + \frac{r_b}{r_e} \right) \frac{\omega_g C_c}{G_a} + \frac{\omega_g C_s}{G_a} + \frac{r_b}{r_e}$$

die Verstärkung (Bild A 2)

Bild A 2: Frequenzgang der Spannungsverstärkung einer Verstärkerstufe

$$V = V_0 \frac{1}{(1 + j f/f_1)(1 + j f/f_2)} \quad (\text{A } 2)$$

mit

$$V_0 = \frac{1}{G_a (r_e + r_b/\beta_0)} \approx \frac{1}{G_a r_e}$$

$$f_1 = \frac{(1 + r_b/r_e) (\omega_g C_c/G_a) + \omega_g C_s/G_a + r_b/r_e}{(r_b/r_e) (\omega_g C_c/G_a + \omega_g C_s/G_a)} f_g$$

$$f_2 = \frac{1}{(1 + r_b/r_e) (\omega_g C_c/G_a) + \omega_g C_s/G_a + r_b/r_e} f_g$$

Die Verstärkung einer Stufe fällt nach hohen Frequenzen hin mit 12 dB/Oktave ab mit einer zugehörigen Phasendrehung von 180°. Dabei ist eine Grenzfrequenz im wesentlichen auf die parallel zum Außenleitwert liegende Kapazität, die zweite auf den Abfall der Steilheit zurückzuführen, denn für  $r_b/r_e \ll 1$  wird

$$f_1 \approx \frac{r_e}{r_b} f_g \gg f_g \quad ; \quad f_2 \approx \frac{G_a}{2\pi(C_c + C_s)}$$

## Anhang II: Eingangswiderstand und Verstärkung des Chopperverstäkers

Die Prinzipschaltung eines Chopperverstäkers zeigt Bild A 3. Die modulierte Eingangsgleichspannung  $U_1$  ist über eine Kapazität  $C_e$  an den Wechselspannungsverstärker mit der Verstärkung  $V_{\sim}$ , dem Eingangswiderstand  $R_e$  und dem Innenwiderstand  $R_a$  angekoppelt. Am Ausgang entsteht eine Spannung  $U_2$  mit dem Gleichspannungsmittelwert  $\bar{U}_2$ . Die Gesamtverstärkung ist  $\bar{U}_2/U_1$ .

Wir betrachten zunächst den Eingang. In der offenen Phase des Schalters fließt ein Strom

$$i_{01} = \frac{U_1 - U_{ce}}{R_1 + R_e}$$

in der geschlossenen Phase in umgekehrter Richtung

$$i_{g1} = \frac{U_{ce}}{R_e}$$

Über den Kondensator kann im Mittel kein Gleichstrom fließen, d. h. es muß sein

$$i_{01} = i_{g1} = i_1 = \frac{U_1}{R_1 + 2R_e}$$

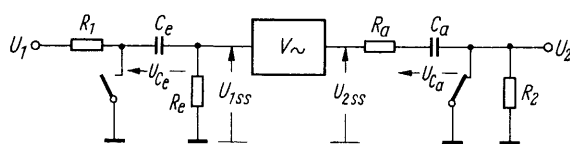


Bild A 3

Bild A 3: Prinzipschaltung des Chopperverstäkers

An  $R_e$  entsteht damit eine Spannung, deren Wert (Spitze/Spitze) ist

$$U_{1ss} = \frac{2R_e}{R_1 + 2R_e} U_1 \quad (\text{A } 3)$$

Am Ausgang des Wechselspannungsverstärkers steht die verstärkte Spannung

$$U_{2ss} = V_{\sim} U_{1ss}. \quad (\text{A } 4)$$

Für den Ausgangsmodulator gelten nun entsprechende Überlegungen. In der offenen Phase des Schalters fließt ein Strom

$$i_{02} = \frac{U_{2ss}/2 + U_{ca}}{R_a + R_2},$$

in der geschlossenen Phase in umgekehrter Richtung

$$i_{g2} = \frac{U_{2ss}/2 - U_{ca}}{R_a}.$$

Beide Ströme müssen gleich sein, woraus folgt

$$i_{02} = i_{g2} = i_2 = \frac{U_{2ss}}{2 R_a + R_2},$$

so daß am Widerstand  $R_e$  eine Gleichspannung entsteht

$$\bar{U}_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_2}{2 R_a + R_2} U_{2ss}. \quad (\text{A } 5)$$

Aus den Gln. (A 3), (A 4) und (A 5) folgt die gesamte Gleichspannungsverstärkung

$$\frac{\bar{U}_2}{U_1} = \frac{R_e R_2}{(R_1 + 2 R_e)(R_2 + 2 R_a)} V_{\sim}.$$

Den Eingangswiderstand des Gesamtverstärkers definieren wir als das Verhältnis der Eingangsgleichspannung  $U_1$  zum mittleren Eingangsstrom  $i_m$ . Der durch  $R_1$  fließende Strom pulsiert zwischen den Werten  $U_1/R_1$  bei geschlossenem Schalter und dem früher berechneten Wert  $U_1/(R_1 + 2 R_e)$ , der Mittelwert ist

$$i_m = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1 + 2 R_e} \right) U_1,$$

der Eingangswiderstand also

$$\frac{U_1}{i_m} = R_1 + \frac{R_1 R_e}{R_1 + R_e}.$$

Der Eingangswiderstand des Hilfsverstärkers ist größer als der Vorwiderstand  $R_1$ .

## Literatur

- [1] G. Meyer-Brötz: Über Operationsverstärker mit Transistoren für Gleichspannungs-Analogrechner. Elektron. Rechenanlagen (Nov. 1959) H. 4, S. 186...190.
- [2] H. W. Bode: Network analysis and feedback amplifier design. D. van Nostrand, New York (1945).
- [3] R. M. Howe: Design fundamentals of analog computer components. D. van Nostrand, New York (1961).
- [4] G. Meyer-Brötz: Die Dimensionierung des Frequenzganges von breitbandigen Operationsverstärkern für Gleichspannungs-Analogrechner. Elektron. Rechenanlagen Jg. 6 (August 1964) H. 4, S. 178...183.
- [5] H. O. Goldmann, G. Meyer-Brötz: Transistor-Operationsverstärker mit hoher Verstärkung und kleiner Drift für Gleichspannungs-Analogrechner. Telefunken-Zeitung Jg. 33 (1960) H. 129, S. 182...189.
- [6] G. A. Korn, Th. M. Korn: Electronic analog computers. McGraw Hill, New York (1956).
- [7] H. D. Huskey, G. A. Korn: Computer Handbook. McGraw Hill, New York (1962).
- [8] K. Fränz, H. Pauksch, B. Spreter: Untersuchungen über Gleichstromverstärkung mit Silizium-Transistoren. Telefunken-Zeitung Jg. 36 (1963) H. 3/4, S. 178...188.
- [9] Siemens-Handbuch: Schaltungen mit Halbleiterbauelementen. Bd. 1 (1964) 2. Aufl.
- [10] G. Meyer-Brötz, K. Felle: Die Dimensionierung von Transistor-Breitbandverstärkern. Nachrichtentechn. Z. Bd. 9 (Nov. 1956) S. 498...503.
- [11] G. Meyer-Brötz: Die Vierpolparameter des Flächentransistors in den drei Grundschaltungen. Telefunken-Zeitung Jg. 29 (1956) H. 111, S. 21...28.

# Elektronische Schalter für die Integrierersteuerung

Von A. Kley, E. Heim, K. Müller und P. Nieß

Die Steuersysteme moderner Analogrechner [1] ermöglichen extrem schnelle Repetier- und Iteriertakte mit Rechenzeiten von Millisekunden. Die schnellen Takte werden u. a. bei statistischen Untersuchungen und Iterationsproblemen benötigt. Sie sind nur dann sinnvoll, wenn der Analogrechner breitbandige Rechen-elemente besitzt [2] und seine Integrierer mit schnellen Steuerschaltern ausgerüstet sind. Im folgenden werden einige Möglichkeiten der elektronischen Integrierer-Steuerung erläutert, verschiedene Typen elektronischer Schalter untersucht und ihr Einfluß auf die Integrierer-Genauigkeit erörtert. Eine erprobte Schalterausführung wird angegeben.

Der elektronische Schalter, mit Feldeffekttransistoren aufgebaut, hat extrem kleine Nullpunktfehler. Die Fehlerströme sind mit denen guter Rechenverstärker vergleichbar und die Schaltzeiten der Schalter gegen die Einschwingzeit der Rechenverstärker vernachlässigbar klein.

## 1. Aufgabenstellung

Der Integrierer wird durch zwei Schalter  $R$  und  $H$  (Bild 1) gesteuert, mit denen die Betriebszustände „Pause“ (Anfangswert), „Rechnen“ und „Halten“ eingestellt werden [3]. Als Schaltelemente stehen heute Schnellschaltrelais mit Schaltzeiten von etwa 0,5 ms und Schaltzeitstreuungen von 0,1 ms zur Verfügung, mit denen man für Rechenzeiten  $> 10$  ms befriedigende Ergebnisse erreicht. Für noch kürzere Rechenzeiten sind jedoch selbst diese Relais nicht mehr brauchbar, da vor allem die Schaltzeitstreuungen zu erheblichen Rechenfehlern führen können [4].

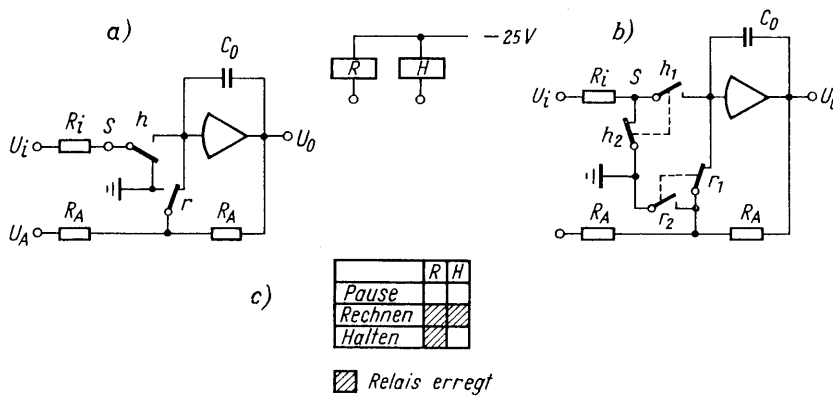


Bild 1: Integrierersteuerung

- a) mit Umschaltkontakten
- b) äquivalente Schaltung mit Ruhe- und Arbeitskontakten
- c) Zuordnung der Relaisstellung zum Betriebszustand

Die Relais  $R$  und  $H$  in Bild 1 müssen dann durch elektronische Schalter ersetzt werden, von denen man fordert, daß ihre Nullpunktfehler [5] die der Rechenverstärker [6] nicht wesentlich überschreiten.

Bei elektronisch gesteuerten Integriern wird oft die Schaltung nach Bild 2 benutzt. Sie hat den Vorteil, daß die Durchlaßwiderstände der Kontakte  $r_1, r'_1$  und  $h_1$  keine Fehler verursachen und eine schnelle Anfangswerteinstellung mit relativ großen Widerständen  $R_A$  möglich ist. Es werden jedoch im Vergleich zur Schaltung Bild 1 drei Steuerschalter, ein zusätzlicher Haltekapazitor  $C_H$  und ein komplizierteres Steuersystem zur Ansteuerung der drei Schalter  $R, R'$  und  $H$  benötigt. Außerdem verschlechtert die Restspannung des Kontaktes  $h_1$  die Halteeigenschaften und verfälscht der Durchlaßwiderstand des Kontaktes  $r'_2$  den Anfangswert.

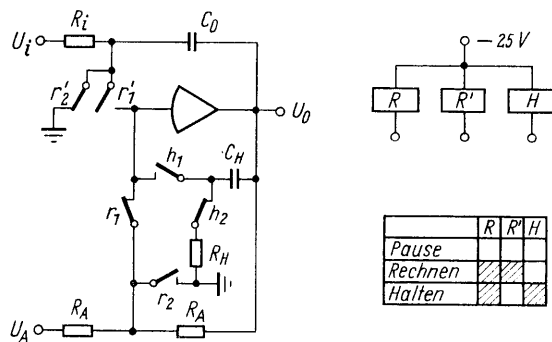


Bild 2: Integrierersteuerung mit drei Steuerschaltern

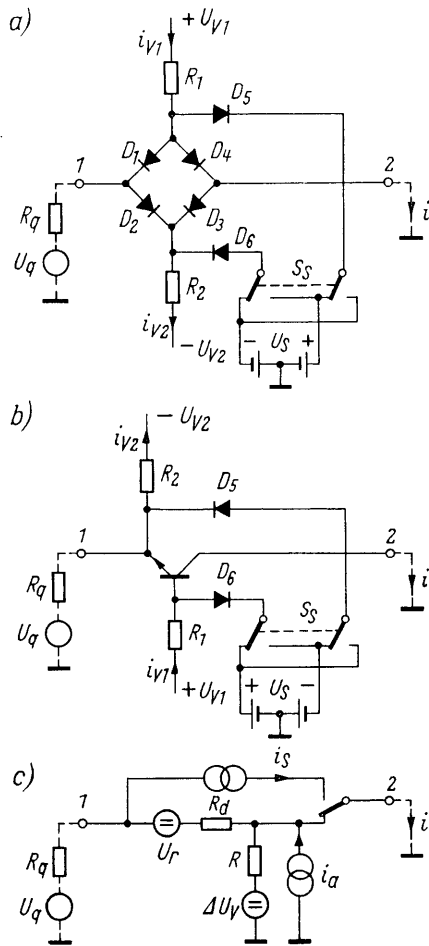
Ein Analogrechner sollte aus Gründen der Flexibilität wahlweise mit Relais- und elektronisch gesteuerten Integriern in beliebiger Kombination ausgerüstet werden können, ohne daß am Steuersystem etwas geändert werden muß. Auch sollten bereits bestehende Anlagen nachträglich mit elektronisch gesteuerten Integratoren ausrüstbar sein. Aus diesen Gründen ist der Schaltung nach Bild 1 der Vorzug zu geben, und es besteht die Aufgabe, die Relais  $R$  und  $H$  mit ihren Kontakten  $r_1, r_2, h_1$  und  $h_2$  durch elektronische Schalter zu ersetzen.

## 2. Elektronische Schaltelemente

Für eine elektronische Realisierung ist die Aufteilung der Umschaltkontakte  $r$  und  $h$  (Bild 1 a) in Arbeitskontakte  $h_1, r_2$  und Ruhekontakte  $h_2, r_1$  zweckmäßig (Bild 1 b). Kritisch ist dabei die Realisierung der Kontakte  $h_1$  und  $r_1$ , da über diese die Ströme zum Verstärkereingang geschaltet werden. Die Kontakte  $h_2$  und  $r_2$  führen nur Hilfsfunktionen aus und sind durch einfache Transistorschalter realisierbar (vgl. Abschn. 2.4). Für die Kontakte  $h_1$  und  $r_1$  kommen zunächst Diodenbrücken, Transistoren im inversen Betrieb oder neuerdings Feldeffekttransistoren in Frage. Die Ansteuerung kann geerdet oder schwimmend (erdfrei) erfolgen. Aus den möglichen Kombinationen ist die technisch und wirtschaftlich optimale auszuwählen.

### 2.1 Schalter mit geerdeter Ansteuerung

Bild 3 zeigt zwei mögliche Schaltungen zur elektronischen Realisierung eines Kontaktes mit den Klemmen 1 und 2. Im Fall der Integrierersteuerung liegt die Klemme 2 der Kontakte  $r_1$  und  $h_1$  am Verstärkereingang (Bild 1 b) und ist damit virtuell geerdet. Die Ansteuerung der Schalter ist in Bild 3 durch eine geerdete Spannungsquelle  $U_S$  und einen mechanischen Schalter  $S_S$  angedeutet. Damit die Ansteuerspannung  $U_S$  keinen Einfluß auf die Genauigkeit der Schalter hat, wird der Vorstrom  $i_{V1} \approx i_{V2}$  für die Diodenbrücke (Bild 3 a) aus konstanten Spannungsquellen  $U_{V1}$  und  $U_{V2}$  entnommen. Der Basisstrom für den invers betriebenen Transistor in Bild 3 b wird von  $U_{V1}$  geliefert und über Klemme 2 gezogen. Er wird mit  $U_{V2}$  und  $R_2$  kompensiert. Im gesperrten Zustand der Schalter ( $S_S$  umgelegt) fließen diese Ströme über die dann leitenden Dioden  $D_5$  und  $D_6$  zu der Spannungsquelle  $U_S$ .



$$\Delta U_V = R \cdot \left( \frac{U_{V1}}{R_1} - \frac{U_{V2}}{R_2} \right)$$

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Bild 3: Elektronische Schalter mit geerdeter Ansteuerung

- a) Diodenbrücke
- b) Transistorschalter
- c) Ersatzbild zu a) und b)

Bild 3 c zeigt die Ersatzschaltung für die Diodenbrücke und den Transistorschalter. Außer den bekannten Schalterfehlern [7] [8] — Restspannung  $U_r$ , Durchlaßwiderstand  $R_d$  und Sperrstrom  $i_s$  — ist darin der Einfluß der geerdeten Ansteuerung durch die Spannungsquelle  $\Delta U_V$ , den Widerstand  $R$  und die Stromquelle  $i_a$  berücksichtigt.  $\Delta U_V$  entsteht durch die Differenz der Spannungen  $U_{V1}$ ,  $U_{V2}$  und der Widerstände  $R_1, R_2$ .  $i_a$  ist die Differenz der Sperrströme der Dioden  $D_5$  und  $D_6$ ,  $R$  die Parallelschaltung der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$ . Im leitenden Zustand der Schalter wird damit der Ausgangsstrom

$$i = i_L = \frac{U_q + U_r}{R_q + R_d} + \frac{\Delta U_V}{R} + i_a \quad (1)$$

und im gesperrten Zustand

$$i = i_G = i_s. \quad (2)$$

Der Nullpunkt-Fehlerstrom im leitenden Zustand wird dann für

$$U_q = 0 \quad \text{und} \quad R_d \ll R_q$$

$$i_{FL} = \frac{U_r}{R_d} + \frac{\Delta U_V}{R} + i_a. \quad (3)$$

Einen wesentlichen Anteil am Fehlerstrom liefert der Term

$$\frac{\Delta U_V}{R} = \frac{U_{V1}}{R_1} - \frac{U_{V2}}{R_2} = i_{V1} - i_{V2},$$

da die Ströme  $i_{V1}$  und  $i_{V2}$  größer als der maximal zu schaltende Strom  $U_{qmax}/R_q$  sein müssen. Es ergibt sich z. B. mit  $\Delta U_V = 1 \text{ mV}$  (was schon eine recht strenge Forderung ist) und  $R = 10 \text{ k}\Omega$  ein Fehlerstrom von  $10^{-7} \text{ A}$ . Dieser Wert übersteigt um zwei bis drei Größenordnungen den Fehlerstrom von Rechenverstärkern. Elektronische Schalter mit geerdeter Ansteuerung sind daher als Integrierschalter mit extrem kleinen Nullpunktfehlern nicht brauchbar.

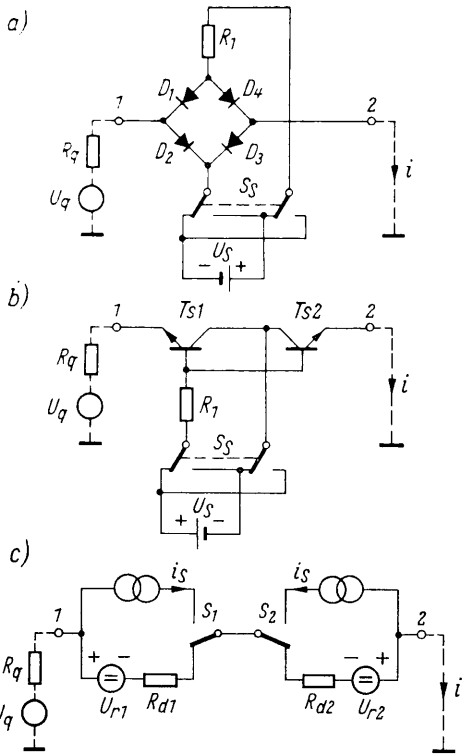


Bild 4: Elektronische Schalter mit erdfreier Ansteuerung  
 a) Diodenbrücke  
 b) Transistorschalter in Bright-Schaltung  
 c) Ersatzbild zu a) und b)

## 2.2 Schalter mit erdfreier Ansteuerung

Bild 4a zeigt eine Diodenbrücke und Bild 4b einen Transistorschalter nach Bright [9] mit erdfreier Ansteuerung. Die Steuerspannung  $U_S$  und der Steuerschalter  $S_S$  müssen dabei gegen Erde isoliert sein. Problematisch ist bei diesen Schaltungen die elektronische Realisierung der Steuerschalter. Man kann diese z. B. mit erdfreien Flip-Flops aufbauen, die über Transformatoren mit Impulsen angesteuert werden. Eine solche Anordnung ersetzt dann ein polarisiertes Relais mit beliebiger Ruhelage. Für die Integrierersteuerung muß jedoch ein Relais mit definierter Ruhelage vorhanden sein. Das könnte dadurch erreicht werden, daß eine erdfreie Spannungsquelle die Schalter leitend macht und für das Sperren eine zweite erdfreie Spannung dagegengeschaltet wird. Diese zweite Spannungsquelle besteht aus einem geerdeten Oszillator, der ein- und ausschaltbar ist und einem Übertrager mit nachgeschalteter Gleichrichtung. Der Aufwand für eine rein erdfreie Ansteuerung ist in beiden Fällen sehr hoch.

Bild 4c zeigt das Ersatzschaltbild für die beiden Schalter. Der Fehlerstrom für  $U_q = 0$  wird im leitenden Zustand

$$i_{FL} = \frac{U_{r1} - U_{r2}}{R_q} = \frac{U_r}{R_q} \quad (4)$$

Im gesperrten Zustand ist je nach Polarität von  $U_q$  einer der beiden Schalter  $S_1$  oder  $S_2$  umgelegt. Der Fehlerstrom im gesperrten Zustand wird damit

$$i_{FG} = \pm i_s \quad (5)$$

Erreichbare Werte sind für die Diodenbrücke bei Verwendung ausgesuchter Dioden  $U_r \leq 0,5 \text{ mV}$ ,  $i_s \leq 5 \cdot 10^{-10} \text{ A}$ . Für  $R_q = 20 \text{ k}\Omega$  wird dann  $i_{FL} = 2,5 \cdot 10^{-8} \text{ A}$ . Bei der Schaltung nach Bild 4b erreicht man mit integrierten Doppeltransistoren  $U_r \leq 10 \mu\text{V}$  und  $i_s \leq 5 \cdot 10^{-10} \text{ A}$ . Damit wird für  $R_q = 10 \text{ k}\Omega$   $i_{FL} \leq 10^{-9} \text{ A}$ . Diodenbrücken scheiden wegen ihrer zu hohen Restspannung aus, die Bright-Schaltung dagegen ist im Prinzip, abgesehen vom Aufwand, gut geeignet.

Eine wesentliche Vereinfachung der Schaltung nach Bright ergibt sich, wenn man für den gesperrten Zustand die Ansteuerung erdet. In Bild 5 wird der Schalter, bestehend aus den Transistoren  $Ts_1$  und  $Ts_2$ , durch die erdfreie Spannungsquelle  $U$  leitend gemacht, wenn der Steuerschalter  $S_S$  in der gezeichneten Stellung liegt. Die Diode  $D_5$  ist dann gesperrt, die Diode  $D_6$  liegt zwischen Erde und Punkt 3, der die Restspannung des Transistors  $Ts_2$  gegen Erde führt.  $D_6$  ist dann mit der Restspannung von  $Ts_2$  in Durchlaßrichtung gepolt und stellt dabei

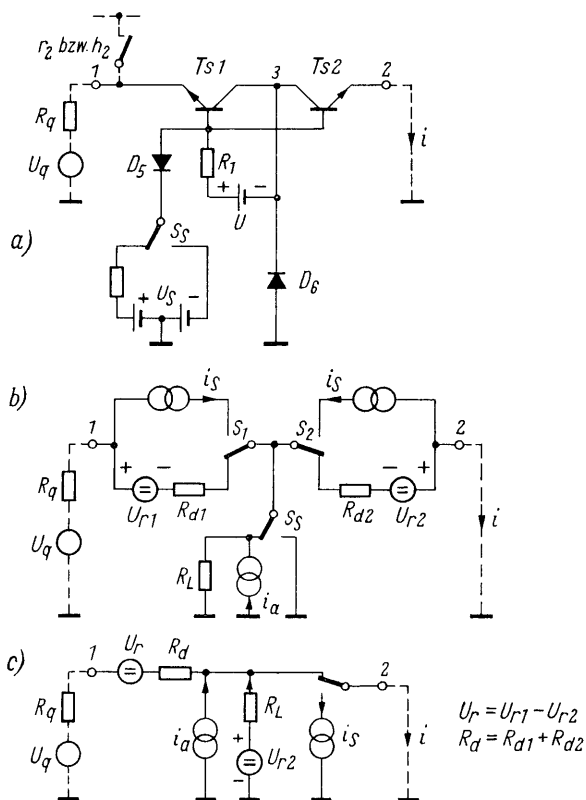


Bild 5: Elektronischer Schalter mit erdfreier Ansteuerung für den leitenden Zustand und geerdeter Ansteuerung für den gesperrten Zustand

- a) Schaltung  
 b) Ersatzbild  
 c) vereinfachtes Ersatzbild

immer noch einen sehr großen Leckwiderstand gegen Erde dar. Im gesperrten Zustand des Schalters  $S_1$  (umgelegt) leiten die Dioden  $D_5$  und  $D_6$ . An der Basis der Transistoren liegt dann die Spannung  $(-U_S)$ , an den Kollektoren liegt praktisch Erdpotential. Damit sind alle Sperrschichten der Transistoren gesperrt, wenn die Spannung an Klemme 1 größer als  $(-U_S)$  ist. Da für den gesperrten Zustand Klemme 1 über die Hilfskontakte  $r_2$  bzw.  $h_2$  geerdet wird (vgl. Bild 1 b), genügt zum Sperren eine relativ kleine negative Spannung  $U_S$ .

Das Ersatzbild der Schaltung zeigt Bild 5 b. Die Schalter  $S_1, S_2$  und der Steuerschalter  $S_5$  sind für den leitenden Zustand gezeichnet.  $R_L$  ist der Widerstand, den die Diode  $D_6$  darstellt,  $i_a$  ist der Sperrstrom der Diode  $D_5$ . Beim Sperren werden alle drei Schalter umgelegt und über Klemme 2 wird der Sperrstrom  $i_S$  gezogen. Für  $R_L \gg R_{d1}, R_{d2}$  läßt sich die Schaltung auch durch die vereinfachte Ersatzschaltung in Bild 5 c beschreiben. Im leitenden Zustand wird der Fehlerstrom für  $U_q = 0$

$$i_{FL} = \frac{U_r}{R_q} + \frac{U_{r2}}{R_L} + i_a \quad (6)$$

und im gesperrten Zustand

$$i_{FG} = -i_S \quad (7)$$

Im Vergleich zu der rein erdfreien Ansteuerung ergeben sich zwei zusätzliche Fehleranteile im leitenden Zustand. Der erste entsteht durch den Widerstand  $R_L$ , den die Diode  $D_6$  darstellt. Ist z. B.  $R_L = 2 \text{ M}\Omega$ ,  $U_{r2} = 1 \text{ mV}$ , so ergibt sich ein zusätzlicher Fehlerstrom von  $0,5 \cdot 10^{-9} \text{ A}$ . Der zweite Anteil ist der Sperrstrom der Diode  $D_5$ . Er sollte ebenfalls  $< 10^{-9} \text{ A}$  sein, eine Forderung, die den Einsatz einer hochsperrenden Diode verlangt.

Bei dieser Art der Ansteuerung bleiben also die Störgrößen und der Aufwand in erträglichen Grenzen. Dafür werfen Einstellung und Langzeitkonstanz der Symmetrierung der erdfreien Spannungsquelle Fertigungsprobleme auf, die bei einer geerdeten Ansteuerung nicht vorkommen. Neuere Feldeffekttransistoren mit extrem kleinem Durchlaßwiderstand ergeben hier einen interessanten Ausweg.

### 2.3 Schalter mit Feldeffekttransistoren

Schaltung und Ersatzbild eines elektronischen Schalters mit einem Feldeffekttransistor sind in Bild 6 dargestellt. Der Schaltungsaufwand wird extrem klein. Im durchgeschalteten Zustand wird der Ausgangsstrom

$$i = i_L = \frac{U_q - U_r}{R_q + R_d} + \frac{U_r}{R_L} \quad (8)$$

und im gesperrten Zustand

$$i = i_G = i_S \quad (9)$$

Der Nullpunkt-Fehlerstrom im leitenden Zustand wird für  $U_q = 0$  und  $R_q \gg R_d$

$$i_{FL} = \frac{U_r}{R_q} + \frac{U_r}{R_L} \quad (10)$$

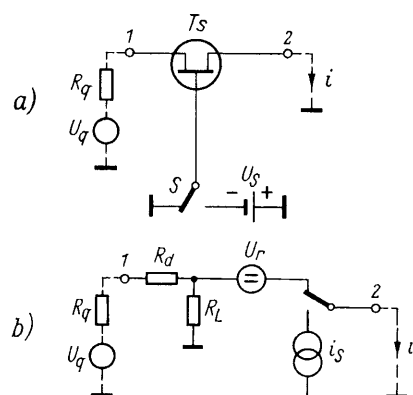


Bild 6: Elektronischer Schalter auf Feldeffekttransistor  
a) Schaltung  
b) Ersatzbild

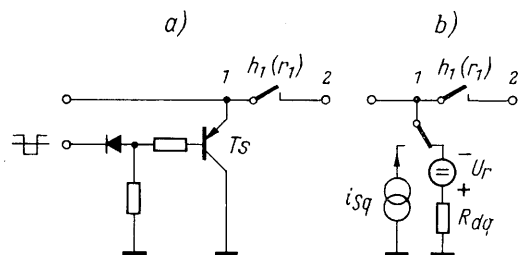


Bild 7: Transistorschalter als Ersatz für die Hilfskontakte  $r_2$  und  $h_2$   
a) Schaltung  
b) Ersatzbild



Die am meisten störende Fehlerkomponente liefert der Durchlaßwiderstand  $R_d \approx 30 \Omega$ . Mit  $U_r \leq 10 \mu\text{V}$ ,  $R_q = 10 \text{ k}\Omega$  und  $R_L = 10 \text{ M}\Omega$  ergibt sich ein Fehlerstrom von  $10^{-9} \text{ A}$ . Der Ausdruck  $U_r/R_L$  liefert einen Anteil von  $10^{-12} \text{ A}$  und ist vernachlässigbar. Im gesperrten Zustand ist  $i_{FG} = i_S \leq 3 \cdot 10^{-9} \text{ A}$ . Damit wird der Feldeffekttransistor [10], der heute erst am Anfang einer breiteren technischen Anwendung steht, und der in bezug auf  $R_d$  und  $i_S$  sicher noch verbessert werden kann, das geeignete Schaltelement in einer Integrierersteuerung.

#### 2.4 Schalter für die Hilfskontakte $r_2, h_2$

Die Hilfskontakte  $r_2$  und  $h_2$  (Bild 1 b) sorgen dafür, daß die Kontakte  $r_1$  und  $h_1$  stets das Potential Null an beiden Klemmen führen, so daß zum Sperren kleine Spannungen ausreichen. Sie vermindern außerdem den Einfluß von Leckwiderständen über die Kontakte  $r_1$  und  $h_1$ .  $h_2$  hat noch eine weitere Funktion: er erdet die Eingangswiderstände des Integrierers in der Stellung „Potentiometer Einstellen“ [3]. Für diese Hilfsfunktionen sind keine extremen Anforderungen an die Nullpunktfehler der Schalter gestellt. Die Kontakte  $r_2$  und  $h_2$  können daher durch einfache Transistorschalter nach Bild 7 ersetzt werden. Der Sperrstrom  $i_{Sq}$  ist bei dieser Schaltung (Basisspannung 0 im gesperrten Zustand) sehr klein [7]. Bei Verwendung geeigneter Siliziumtransistoren wird  $i_{Sq} \leq 10^{-10} \text{ A}$ ,  $U_r \leq 1 \text{ mV}$ ,  $R_{dq} \leq 10 \Omega$ .

### 3. Einfluß der Schalterfehler auf den Integrierer

Den folgenden Betrachtungen werden Schalter mit Feldeffekttransistoren nach Bild 6 und Hilfsschalter nach Bild 7 zugrunde gelegt. Die Spannungs- und Stromquellen der Schalter führen beim Integrierer zu Anfangswert- und Driftfehlern [5], die Durchlaßwiderstände zu statischen Rechenfehlern. Kapazitäten und Sperrträge der Halbleiterelemente verursachen während des Schaltvorganges weitere Fehlerströme.

#### 3.1 Nullpunktfehler

Bei Vernachlässigung der Durchlaßwiderstände ergeben sich für die verschiedenen Betriebszustände des Integrierers die in Bild 8 gezeigten Verhältnisse. In der Stellung „Pause“ (Bild 8a) wird der Anfangswert der Ausgangsspannung um

$$F_A = 2 U_r + R_A (i_{Sq} - i_S) \quad (11)$$

verfälscht. Mit  $U_r = 10 \mu\text{V}$ ,  $|i_{Sq} - i_S| = 3 \cdot 10^{-9} \text{ A}$ ,  $R_A = 20 \text{ k}\Omega$  wird  $F_A = 80 \mu\text{V}$ .

In der Stellung „Rechnen“ (Bild 8b) verursachen die Schalter einen zeitproportionalen Driftfehler der Ausgangsspannung

$$F_D = \frac{t}{R_i C_0} \{U_r + R_i (i_{Sq} - i_S)\} \quad (12)$$

Dabei ist  $R_i C_0$  die Integrationszeitkonstante. Während die Restspannung  $U_r$  der Schalter bei vorgegebener Integrationszeitkonstante einen von  $R_i$  unabhängigen Fehleranteil liefert, ist der Anteil durch die Ströme  $i_{Sq}$  und  $i_S$  abhängig vom gewählten Widerstandspegel.  $U_r$  entspricht damit der Driftspannung, die Ströme  $i_{Sq}$ ,  $i_S$  in Gl. (12) dem Driftstrom von Rechenverstärkern [6]. Mit  $R_i = 20 \text{ k}\Omega$  und den oben genannten Werten erhält man

$$F_D = \frac{t}{R_i C_0} \{10 \mu\text{V} + 60 \mu\text{V}\}.$$

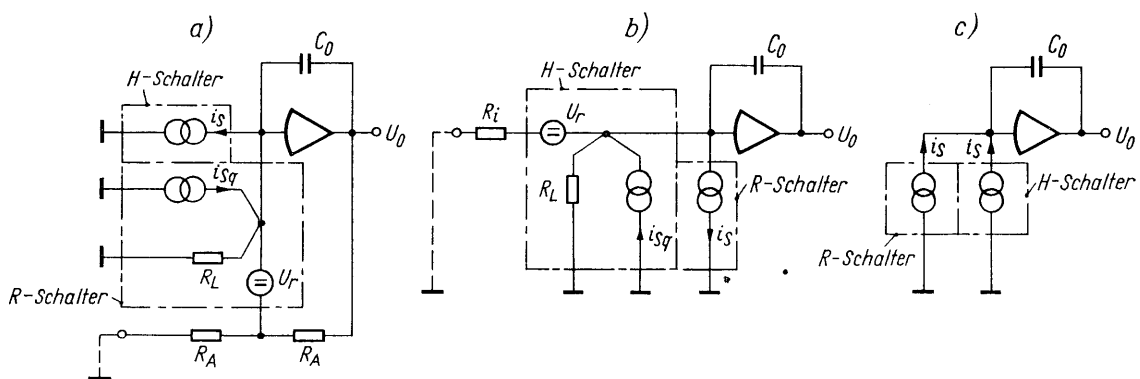


Bild 8: Einfluß der Strom- und Spannungsquellen der Schalter auf den Integrierer mit den Betriebszuständen a) „Pause“ b) „Rechnen“ c) „Halten“

In der Stellung „Halten“ (Bild 8c) ergibt sich ebenfalls ein zeitproportionaler Driftfehler

$$F_H = -\frac{t}{R_i C_0} \cdot 2 i_s R_i \quad (13)$$

Mit obigen Werten erhält man

$$F_H = -\frac{t}{R_i C_0} 120 \mu V.$$

### 3.2 Statische Rechenfehler

Der Widerstand  $R_L$  in Bild 6 liegt als Last am Verstärkereingang. Sein Wert beträgt etwa 10 M $\Omega$  und verursacht damit einen völlig vernachlässigbaren Fehler. Der Durchlaßwiderstand  $R_d$  des Schalters  $r_1$  liegt vor dem Verstärkereingang (vgl. Bild 1b), der daraus entstehende Fehler ist ebenfalls vernachlässigbar. Kritisch ist der Durchlaßwiderstand des Schalters  $h_1$  (Bild 9). Er verfälscht den Rechenstrom  $i$  zum Summenpunkt, der sich mit  $R_d \ll R_i$  ergibt zu

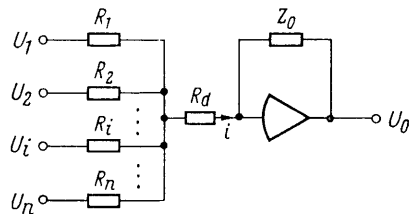


Bild 9:  
Zum Einfluß des Durchlaßwiderstandes  $R_d$

$$i = \left(1 - \sum_{i=1}^n \frac{R_d}{R_i}\right) \cdot \sum_{i=1}^n \frac{U_i}{R_i}$$

Der relative Fehler des Rechenstroms wird damit

$$\varepsilon = \sum_{i=1}^n \frac{R_d}{R_i} \quad (14)$$

wobei die Summe über alle beschalteten Eingänge zu erstrecken ist. Mit  $R_d = 30 \Omega$  und  $\sum 1/R_i \leq 10^{-4} S$  wird  $\varepsilon \leq 3 \cdot 10^{-3}$ .

### 3.3 Fehler beim Schalten

Während des Schaltvorganges wird über die Klemme 2 der Schalter (Bild 6) kurzzeitig ein Fehlerstrom gezogen, der durch die Gate-Drain-Kapazität des Transistors  $Ts$  verursacht wird. Der Einfluß auf den Integrierer wird am besten durch die dabei transportierte Ladung  $Q_F$  beschrieben. Sie verursacht bei jedem Schaltvorgang am Ausgang des Integrierers einen Spannungssprung der Größe

$$U = \frac{Q_F}{C_0} \quad (15)$$

Diese Fehlerladung, deren Größe bei  $10^{-10}$  liegt, macht eine Kompensation notwendig.

## 4. Die ausgeführte Schaltung und ihre Meßwerte

Bild 10 zeigt die Schaltung für ein Kontaktpaar  $h_1, h_2$  (vgl. Bild 1b). Der Kontakt  $h_1$  ist durch den Feldeffekttransistor  $Ts_1$ , der Hilfskontakt  $h_2$  durch den Transistor  $Ts_2$  realisiert. Der Ansteuerschalter ist mit den Transistoren  $Ts_3$  und  $Ts_4$  aufgebaut. Liegt der Steuereingang ( $h$ -Leitung) an ( $-25 V$ ), so leiten  $Ts_2$  und  $Ts_4$ , während  $Ts_1$  und  $Ts_3$  gesperrt sind. Liegt die Steuerleitung an Erde, sperren  $Ts_2$  und  $Ts_4$ .  $Ts_1$  und  $Ts_3$  sind dann leitend.  $C_1$  dient zur Kompensation der beim Schalten über den Transistor  $Ts_1$  transportierten Ladungsmenge (Gl. (15)).

An einem mit elektronischen Schaltern nach Bild 10 bestückten Integrierer wurden mit  $R_i = R_A = 20 k\Omega$ ,  $C_0 = 50 nF$  (vgl. Bild 1) und einer Umgebungstemperatur von  $25^\circ C$  folgende Fehler gemessen:

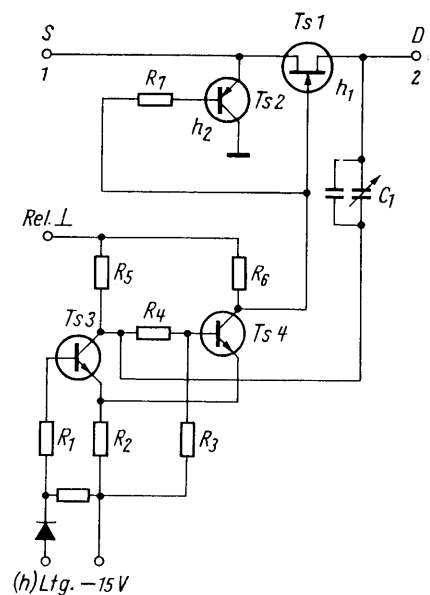


Bild 10: Schaltung eines Kontaktpaares

Anfangswertfehler  $F_A < 50 \mu\text{V}$

Driftfehler beim Rechnen  $F_D < 10 \text{ mV/s}$

Haltefehler  $F_H < 10 \text{ mV/s}$

Spannungssprünge beim Schalten  $< 0,2 \text{ mV}$  entsprechend  $10^{-11} \text{ C}$ .

Die Einschwingzeit der Schalter ist gegen die des Operationsverstärkers zu vernachlässigen. Die Anstiegszeit beträgt  $0,8 \mu\text{s}$ , die Abfallzeit  $0,2 \mu\text{s}$ .

## Literatur

- [1] W. Giloi, A. Kley, R. Herschel, G. Haußmann, P. Wiesenthal: Aufbau und Anwendung des hybriden Analogrechners. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 66...81.
- [2] G. Meyer-Brötz, A. Kley, W. Giloi, G. Haußmann: Stand und Entwicklung der Technik der analogen und hybriden Rechner. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 4...16.
- [3] A. Kley: Steuerung, Anwahl und Prüfung beim Präzisions-Analogrechner RA 800. Telefunken-Zeitung 33 (1960) H. 129, S. 204...210.
- [4] D. B. Popovic: Der Einfluß der Relais-Schaltfehler im Analogrechner auf die Lösung von Differentialgleichungen. Elektron. Rechenanlagen Jg. 5 (1963) H. 5, S. 211...216.
- [5] A. Kley: Einfluß des Nullpunktfehlers und des Gitterstroms von Gleichstromverstärkern bei der Lösung von linearen Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten. Elektron. Rundschau 12 (1958) Nr. 9, S. 305...307.
- [6] G. Meyer-Brötz, E. Heim: Ein breitbandiger Operationsverstärker mit Siliziumtransistoren. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 16...32.
- [7] G. Meyer-Brötz: Eigenschaften und Anwendungen von Flächentransistoren als Schalter. Telefunken-Zeitung 33 (1960) H. 128, S. 85...98.
- [8] W. Schneider: Der Transistor als genauer elektronischer Schalter. Nachrichtentechn. Fachberichte Bd. 18 „Transistoren für hohe Frequenzen“ (1960) S. 125...129.
- [9] R. L. Bright: Junction transistors used as switches. IEEE-Trans. Communication and Electronics Vol. 74 (1955) S. 111...121.
- [10] M. Shipley: Analog switching circuits use field effect devices. Electronics Vol. 37 (1964) Nr. 32, S. 45...50.

## Zur Fehlerabschätzung bei Diodenfunktionsgebern

Von W. Schneider

Geht man bei der Dimensionierung eines Diodenfunktionsgebers vom maximal zulässigen Fehler aus, macht man die Erfahrung, daß sich die Knickpunkte des Polygons, das die vorgegebene Funktion  $f(x)$  approximieren soll, im allgemeinen nur rekursiv ermitteln lassen. Dieser Umstand erweist sich bei der Dimensionierung eines Funktionsgebers als störend. So kann man streng erst nach vollständiger Durchrechnung der Approximierung angeben, welche Anzahl von Streckenabschnitten, d. h. welcher technische Aufwand zur Realisierung einer bestimmten Fehlergrenze nötig ist; oder umgekehrt, welche Genauigkeit bei vorgegebenem technischen Aufwand erzielbar ist. Ebenso bleibt die Frage des Temperaturgangs des Approximationsfehlers so lange unbeantwortet, bis die Auslegung der Schaltung weitgehend festliegt.

In der vorliegenden Arbeit werden zur Vereinfachung der Dimensionierungsberechnung Formeln hergeleitet, die es dem Entwickler gestatten — ohne auf das approximierende Polygon oder gar auf die Schaltung eingehen zu müssen —, die interessierenden Fehlergrößen, insbesondere den Temperaturgang des Fehlers  $\delta$  in einfacher Weise direkt aus der zu approximierenden Funktion  $f(x)$  zu berechnen.

### 1. Knickpunkt-Verteilung und maximaler Prinzipfehler

Wir definieren als Approximationsfehler

$$\delta = y - f(x), \quad (1)$$

wobei  $y$  die auf die Maschineneinheit normierte Ausgangsgröße des Funktionsgebers bedeutet. Wir nehmen an, die Funktion  $f(x)$  soll im Bereich  $\langle a; b \rangle$  (Bild 1 a) durch ein Tangentenpolygon  $y = y_{\text{prinz}}$  so approximiert werden, daß der Fehler an den Polygonknickpunkten  $x_k$  im gesamten Bereich  $\langle a; b \rangle$  konstant ist. Es soll also für alle Knickpunkte die Bedingung erfüllt sein

$$[y_{\text{prinz}} - f(x)]_{x=x_k} = -2\varepsilon = \text{const.} \quad (2)$$

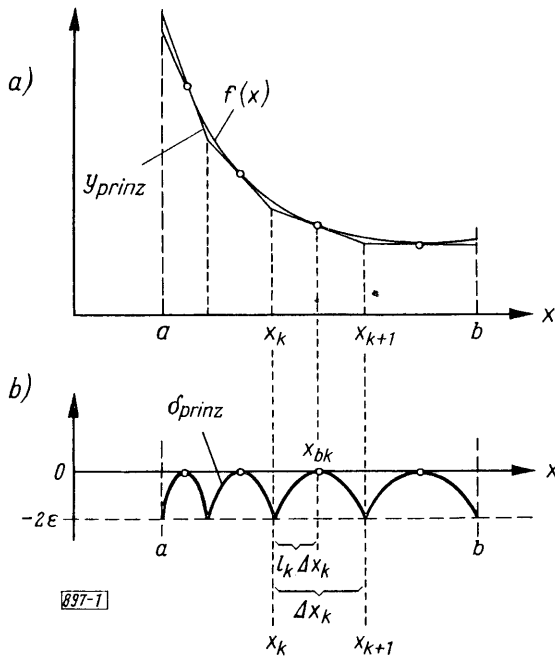


Bild 1: a) Approximierung der Funktion  $f(x)$  durch ein Tangentenpolygon, b) Der Prinzipfehler  $\delta_{\text{prinz}}$

Der Approximationsfehler (1) besitzt dann die Gestalt von Bild 1b; wir nennen ihn den Prinzipfehler

$$\delta_{\text{prinz}} = y_{\text{prinz}} - f(x). \quad (3)$$

Um die optimale Genauigkeit zu erreichen, wird man in praxi die Funktion  $f(x)$  durch ein Sekantenpolygon approximieren, das sich vom Tangentenpolygon  $y_{\text{prinz}}$  in Bild 1a durch die Konstante  $\varepsilon$  unterscheidet. Die neue Fehlergirlande liegt dann symmetrisch zur  $x$ -Achse, und der maximal erzielbare Fehler ist letzten Endes nicht  $-2\varepsilon$  sondern  $\pm \varepsilon$ . Die Größe  $2\varepsilon$  sei der maximale Prinzipfehler.

Zunächst interessieren wir uns für die Verteilung der Knickpunkte  $x_k$  auf der  $x$ -Achse, d. h. für die Abhängigkeit der Knickpunkte vom Zählindex  $k = 0, 1, 2, 3, \dots, n$ . Da diese Abhängigkeit durch Gl. (2) in sehr verwickelter, implizierter Form vorliegt, die — von wenigen Ausnahmen abgesehen — einen exakten analytischen Weg nicht ermöglicht, versuchen wir eine Näherung zu finden unter der in der Praxis stets zutreffenden Annahme  $|2\varepsilon| \ll 1$ .

Wir betrachten zu diesem Zweck das Intervall  $\langle x_k; x_{k+1} \rangle$  und entwickeln die Funktion  $f(x)$  am Berührungspunkt  $x_{bk}$ :

$$f(x) = \sum_{v=0}^{\infty} \frac{1}{v!} f^{(v)}(x_{bk}) (x - x_{bk})^v. \quad (4)$$

Das approximierende Polygon  $y_{\text{prinz}}$ , das die Funktion  $f(x)$  bei  $x_{bk}$  berühre, ist in diesem Intervall durch die Gerade

$$y_{\text{prinz}} = f(x_{bk}) + f'(x_{bk})(x - x_{bk}) \quad (5)$$

gegeben, so daß wir für den Fehler (3) im Intervall  $\langle x_k; x_{k+1} \rangle$  erhalten:

$$\delta_{\text{prinz}} = - \sum_{v=2}^{\infty} \frac{1}{v!} f^{(v)}(x_{bk}) (x - x_{bk})^v. \quad (6)$$

Nach Bedingung (2) soll dieser Fehler an den Endpunkten  $x_k$  und  $x_{k+1}$  gleich  $-2\varepsilon$  sein. Mit  $x_{k+1} - x_k = \Delta x_k$  und  $x_{kb} = x_k + l_k \Delta x_k$  ( $0 \leq l_k < 1$ ) (Bild 1) gilt bei  $x = x_k$

$$\sum_{v=2}^{\infty} \frac{1}{v!} f^{(v)}(x_k + l_k \Delta x_k) (-l_k \Delta x_k)^v = 2\varepsilon \quad (7)$$

und bei  $x = x_{k+1} = x_k + \Delta x_k$

$$\sum_{v=2}^{\infty} \frac{1}{v!} f^{(v)}(x_k + l_k \Delta x_k) (\Delta x_k - l_k \Delta x_k)^v = 2\varepsilon. \quad (8)$$

Aus diesen Gleichungen soll die Differenz  $\Delta x_k$  explizit ermittelt werden.  $\Delta x_k$  ist nach Gl. (7) und (8) eine Funktion von  $\varepsilon$ , die mit  $\sqrt{\varepsilon}$  gegen Null geht. Wir setzen daher  $\Delta x_k$  und  $l_k \Delta x_k$  als Potenzreihen in  $\sqrt{\varepsilon}$  an und gehen mit den Ansätzen

$$\Delta x_k = \alpha_1 \sqrt{\varepsilon} + \alpha_2 \sqrt{\varepsilon^2} + \dots; \quad l_k \Delta x_k = \beta_1 \sqrt{\varepsilon} + \beta_2 \sqrt{\varepsilon^2} + \dots \quad (9)$$

in die Gln. (7) und (8) ein.

Entwickeln wir in den Gln. (7) und (8) die Ableitungen von  $f(x)$  bei  $x = x_k$ , so erhalten wir aus den Gln. (7) und (8) zwei algebraische Gleichungen in  $\varepsilon$ , aus denen wir die Faktoren  $\alpha_v$  und  $\beta_v$  durch Koeffizientenvergleich ermitteln können. Wir finden auf diese Weise

$$\Delta x_k = x_{k+1} - x_k \approx \frac{4}{\sqrt{f''(x_k)}} \sqrt{\varepsilon} - \frac{4 f'''(x_k)}{[f''(x_k)]^2} \varepsilon, \quad (10)$$

wenn wir nur die ersten beiden Glieder der Potenzreihe berücksichtigen. Die Lösung der Differenzgleichung (10) ist offenbar eine Funktion von  $\sqrt{\varepsilon}$  und  $k$ . Anstatt diese Funktion in Abhängigkeit von  $k$  darzustellen, betrachten wir sie in Abhängigkeit der neuen, unabhängigen Variablen:

$$t = \sqrt{\varepsilon} k. \quad (11)$$

Die Lösung von Gl. (10) ist dann von der Form

$$x_k = V(\sqrt{\varepsilon}; t), \quad (12)$$

und für die Differenz  $\Delta x_k = x_{k+1} - x_k$  läßt sich schreiben

$$\Delta x_k = V(\sqrt{\varepsilon}; t + \sqrt{\varepsilon}) - V(\sqrt{\varepsilon}; t). \quad (13)$$

Da auch  $|\sqrt{\varepsilon}|$  noch klein gegen 1 sei, suchen wir die Lösung Gl. (12) in Form der Potenzreihe

$$x_k = V(\sqrt{\varepsilon}; t) = V_0(t) + V_1(t) \sqrt{\varepsilon} + \dots \quad (14)$$

Zu diesem Zweck gehen wir mit den Funktionen (12) und (13) in Gl. (10) ein und entwickeln beide Gleichungsseiten nach Potenzen von  $\sqrt{\varepsilon}$ . Aus der sich dabei ergebenden algebraischen Gleichung in  $\varepsilon$  erhalten wir durch Koeffizientenvergleich ein System von Differential-Gleichungen der Gestalt

$$\frac{d V_0}{d t} - \frac{4}{\sqrt{f''(V_0)}} = 0, \quad \frac{d V_1}{d t} + 2 \frac{f'''(V_0)}{[f''(V_0)]^{3/2}} V_1 = 0. \quad (15) \quad (16)$$

Mit Beschränkung auf die ersten beiden Glieder wie in Gl. (10) sind die Funktionen  $V_0 = V_0(t)$  und  $V_1 = V_1(t)$  zu bestimmen.

Soll bei Beginn der Zählung ( $k = t = 0$ ) der erste Knickpunkt  $x_0$  entsprechend Bild 1 bei  $x = a$  liegen, muß die Funktion  $V(\sqrt{\varepsilon}; t)$  der Anfangsbedingung

$$V(\sqrt{\varepsilon}; 0) \approx V_0(0) + V_1(0) \sqrt{\varepsilon} = a \quad (17)$$

genügen, woraus für die Funktionen  $V_0(t)$ ,  $V_1(t)$  die Anfangsbedingungen folgen:

$$V_0(0) = a; \quad V_1(0) = 0. \quad (18)$$

Die Differentialgleichungen (15) und (16) lassen sich durch Trennung der Veränderlichen lösen. Die an Gl. (18) angepaßte Lösung der Differentialgleichung (15) ergibt sich in der inversen Form

$$\int_a^{V_0} \sqrt{f''(x)} dx = 4t, \quad (19)$$

und für die angepaßte Lösung von Gl. (16) findet sich nach einer hier unterdrückten Rechnung  $V_1(t) \equiv 0$ . Das zu  $\sqrt{\varepsilon}$  proportionale Glied der Potenzreihe (14) ist folglich identisch gleich Null.

Damit kann die sogenannte Nullte Näherung

$$x_k = V_0(t), \quad (20)$$

die durch das Integral (19) definiert ist, eine gute Näherung sein. Der Fehler  $|V(\sqrt{\varepsilon}; t) - V_0(t)|$  ist mindestens

von der Größenordnung  $\varepsilon$ . Voraussetzung dabei ist jedoch, daß die zweite Ableitung  $f''(x)$  an keiner Stelle innerhalb des Intervalls  $\langle a; b \rangle$  verschwindet. Ist diese erfüllt, ergeben sich unter Verwendung von Gl. (11) und Gl. (20) die Polygonknickpunkte  $x_k$  in erster Näherung aus

$$\int_a^{x_k} \sqrt{f''(x)} dx = 4\sqrt{\varepsilon} k \quad (k = 0, 1, 2 \dots n). \quad (21)$$

Gl. (21) steht in Übereinstimmung mit dem Ergebnis, das N. Ream [1] auf andere Weise gefunden hat.

Für  $k = n$  ist  $x_k = x_n = b$  (Bild 1), und so folgt für den Zusammenhang zwischen dem Fehler  $\varepsilon$  und der Anzahl  $n$  der Streckenabschnitte  $\Delta x_k$  im Intervall  $\langle a; b \rangle$

$$\int_a^b \sqrt{f''(x)} dx = 4\sqrt{\varepsilon} n. \quad (22)$$

Der maximale Prinzipfehler  $2\varepsilon$  ergibt sich in Abhängigkeit von der Anzahl der Streckenabschnitte,  $n$ , zu

Tabelle		
$f(x)$	Approx.-Bereich	$A^2$
$\alpha x^\beta$	$0 \leq x \leq 1$	$4\alpha \frac{\beta-1}{\beta}$
$\alpha \ln\left(\frac{x}{\beta}\right)$	$\beta \leq x \leq 1$	$-\alpha \ln^2 \beta$
$\alpha e^{\beta x}$	$-1 \leq x \leq 1$	$16\alpha \sinh^2\left(\frac{\beta}{2}\right)$
$\alpha \cos \beta x$	$0 \leq x \leq \frac{\pi}{2\beta}$	$-4\alpha E^2\left(\sqrt{2}; \frac{\pi}{4}\right)$ $= -1,44\alpha^*$
$\alpha \arcsin \beta x$	$0 \leq x \leq 1$	$2\alpha\beta$

\*)  $E =$  Ellipt. Normalintegral 2. Gattung

$$2\varepsilon = \frac{A^2}{8n^2} \quad (23)$$

mit 
$$A = \int_a^b \sqrt{f''(x)} dx. \quad (24)$$

Mit Hilfe von Gl. (23) können wir nun den maximalen Prinzipfehler  $2\varepsilon$  in einfacher Weise abschätzen. Notwendig hierzu ist jedoch die Lösung des Integrals (24). Der interessierende Faktor  $A^2$  ist in der Tabelle für einige wichtige elementare Funktionen angegeben.

## 2. Korrektur bei verschwindender zweiter Ableitung von $f(x)$

Da Gl. (23) zunächst nur für Funktionen gilt, deren zweite Ableitung an keiner Stelle des Intervalls  $\langle a; b \rangle$  zu Null wird, wollen wir im folgenden Gl. (23) auf Fälle erweitern, bei denen  $f''(x)$  an einigen Stellen verschwindet. Wir wollen annehmen, es seien zunächst nur an einer Intervallgrenze, z. B. an der unteren, bei  $x = a$ ,  $f''(x) = 0$ .

Ist der erste Streckenabschnitt von  $x = a$  bis zum nächst folgenden Knickpunkt  $x = x_1$  aus einer gesonderten Berechnung bekannt, so gilt für die Anzahl  $n-1$  der restlichen Streckenabschnitte im Intervall  $\langle x_1; b \rangle$  entsprechend Gl. (22)

$$\int_{x_1}^b \sqrt{f''(x)} dx = 4\sqrt{\varepsilon}(n-1); \quad (25)$$

oder unter Einführung des Integrals (24)

$$A - \int_a^{x_1} \sqrt{f''(x)} dx = 4\sqrt{\varepsilon}(n-1). \quad (26)$$

Setzen wir im Bereich des ersten Streckenabschnitts  $\langle a; x_1 \rangle$  für die Ableitung  $f''(x)$  das erste Glied seiner bei  $x = a$  gebildeten Taylorreihe

$$f''(x) \approx \frac{f^{(\beta)}(a)}{(\beta-2)^2} (x-a)^{\beta-2}, \quad (27)$$

erhalten wir nach Auflösung des Integrals für Gl. (26)

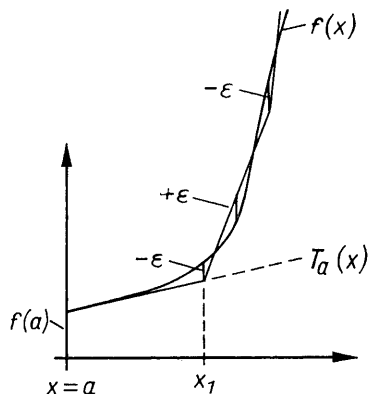
$$4\sqrt{\varepsilon} (n-1) = A - \frac{2}{\beta} \left( \frac{f^{(\beta)}(a)}{(\beta-2)!} \right)^{1/2} (x_1 - a)^{\beta/2}. \quad (28)$$

Es ist verständlich, daß die Anzahl  $(n-1)$  abhängt von der Länge des ersten Streckenabschnitts  $(x_1 - a)$ .

Approximiert man — wie es *Ritchie* und *Young* [2] vorgeschlagen — die Funktion  $f(x)$  im ersten Streckenabschnitt durch die Tangente

$$T_a(x) = f(a) + f'(a)(x-a) \quad (29)$$

im Punkte  $(a; f(a))$  (Bild 2), und legt man den Knickpunkt  $x_1$  an die Stelle, wo der Fehler



$$T_a(x) - f(x) \approx - \frac{f^{(\beta)}(a)}{\beta!} (x-a)^\beta \quad (30)$$

gleich  $(-\varepsilon)$  wird, folgt der Streckenabschnitt  $(x_1 - a)$  zu

$$x_1 - a = \left( \frac{\varepsilon \beta!}{f^{(\beta)}(a)} \right)^{1/\beta}. \quad (31)$$

Mit diesem Ausdruck für  $(x_1 - a)$  wird aus Gl. (28)

$$4\sqrt{\varepsilon} (n-1) = A - 2\sqrt{\varepsilon} \sqrt{\frac{\beta-1}{\beta}}, \quad (32)$$

897-2

Bild 2: Approximierung der Funktion  $f(x)$  an einer Stelle, wo  $f''(x)$  verschwindet

und wir erhalten für den Fehler  $2\varepsilon$  in diesem Fall

$$2\varepsilon = \frac{A^2}{8 \left( n-1 + \frac{1}{2} \sqrt{(\beta-1)/\beta} \right)^2}. \quad (33)$$

Der Fehler  $\varepsilon$  ist unabhängig von der Ableitung  $f^{(\beta)}(a)$ . Da ferner  $\beta \geq 3$  ist und somit  $\sqrt{(\beta-1)/\beta}$  sich nur im Bereich von 0,8 bis 1 verändern kann, ist der Fehler nach Gl. (33) auch praktisch unabhängig von  $\beta$ .

Somit gilt, wenn an einem Endpunkt des Intervalls  $\langle a; b \rangle$  die zweite Ableitung der zu approximierenden Funktion  $f(x)$  verschwindet und an dem betreffenden Punkt eine Tangente an  $f(x)$  gelegt wird, mit praktisch ausreichender Genauigkeit

$$2\varepsilon = \frac{A^2}{8 (n^*)^2} \quad (34)$$

mit  $n^* = n - \frac{1}{2}$ , wenn  $n$  die Anzahl der gesamten Streckenabschnitte im Intervall  $\langle a; b \rangle$  bedeutet.

Verschwindet die zweite Ableitung von  $f(x)$  an beiden Endpunkten des Intervalls  $\langle a; b \rangle$  und approximiert man  $f(x)$  an beiden Endpunkten durch eine Tangente, finden wir  $n^* = n - 1$ . Liegt der Punkt, in dem  $f''(x)$  zu Null wird, innerhalb des Intervalls  $\langle a; b \rangle$ , ergibt sich  $n^* = n$ . Die Verfälschung des Ergebnisses der Gl. (23) durch Punkte, bei denen die zweite Ableitung von  $f(x)$  zu Null wird, ist also kaum von Belang.

### 3. Fehler durch Anstiegs- und Knickpunktveränderungen der einzelnen Knicklinien

Während für den maximalen Prinzipfehler  $2\varepsilon$  allein nur die im Intervall  $\langle a; b \rangle$  aufgewendete Streckenzahl  $n$  und die zweite Ableitung der zu approximierenden Funktion  $f(x)$  maßgebend waren, ist bei der Untersuchung der Fehler, die die Anstiegs- und Knickpunktveränderungen der Diodenknicklinien verursachen, zu berücksichtigen, von welchem Punkt bei der Approximierung der Funktion  $f(x)$  ausgegangen wird. Wählen wir als

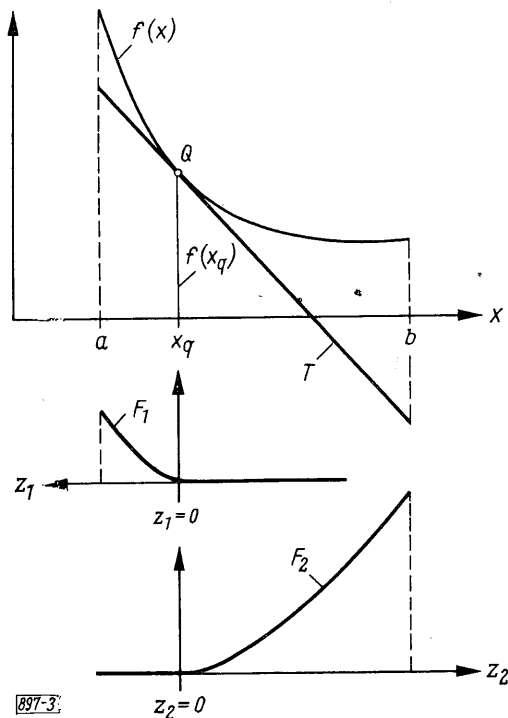


Bild 3:  
Zerlegung der Funktion  $f(x)$  zur Approximierung

besteht die normierte Ausgangsgröße  $y$  des Funktionsgebers aus der Summe

$$y = y_T + y_{F1} + y_{F2}, \quad (39)$$

wenn  $y_T$  die Tangente  $T$  und  $y_{F1,2}$  die Funktionen  $F_{1,2}$  approximieren. Im Idealfall möge die Ausgangsgröße (39) den Bedingungen von Gl. (2) und Bild 1 genügen und durch

$$y_{\text{prin}} = y_{T\text{prin}} + y_{F1\text{prin}} + y_{F2\text{prin}} \quad (40)$$

gegeben sein. Der Unterschied zwischen der Ausgangsgröße (39) und der prinzipiellen Ausgangsgröße (40) beschreibt den Fehlerzuwachs, der sich bei Anstiegs- und Knickpunktveränderungen ergibt und zum Prinzipfehler  $\delta_{\text{prin}}$  (Bild 1 b) hinzukommt.

Unterscheiden sich die Summanden in Gl. (39) von ihren Sollwerten in Gl. (40) um die Fehler

$$\Delta \delta_T = y_T - y_{T\text{prin}}; \quad \Delta \delta_{F1,2} = y_{F1,2} - y_{F1,2\text{prin}}, \quad (41)$$

ist jener Fehlerzuwachs gegeben durch

$$\Delta \delta = y - y_{\text{prin}} = \Delta \delta_T + \Delta \delta_{F1} + \Delta \delta_{F2}. \quad (42)$$

Er setzt sich wie die Ausgangsgröße  $y$  im allgemeinen aus drei verschiedenen Komponenten zusammen. Da die Approximierung der Tangente  $T$  in der Praxis durch ein reines Widerstandsnetzwerk realisiert wird, ist der Fehler  $\Delta \delta_T$  in Gl. (42) leicht durchschaubar. Wir wollen daher auf eine weitere Untersuchung dieses Fehlers verzichten und uns im folgenden nur mit den Fehlern  $\Delta \delta_{F1,2}$  beschäftigen, die sich bei der Approximierung der nichtlinearen Funktionen  $F_{1,2}$  ergeben.

Betrachten wir die Funktionen  $F_{1,2}$  in Abhängigkeit von den Abszissen  $z_{1,2}$ , die entsprechend Bild 3 von der Abszisse des Punktes  $Q$  aus jeweils in Richtung der Kurvenäste aufgetragen sind, lassen sich beide Äste unter Weglassung der Indizes 1,2 einheitlich behandeln. Wir denken uns zu diesem Zweck allgemein über der Abszisse  $z$  (Bild 4) einen Kurvenast  $F(z)$  mit den Eigenschaften

$$F(z) \equiv 0 \text{ für } z < 0 \quad \text{und} \quad F(+0) = F'(+0) = 0 \quad (43)$$

approximiert und fragen uns, welcher Fehler sich ergibt, wenn sich die Knickpunkte und Anstiege der Dioden-Knicklinien  $g_k(z - z_k)$ , aus denen sich das approximierende Polygon  $y_F$  zusammensetzt, verändern.

Ausgangspunkt der Approximierung entsprechend Bild 3 den Punkt  $Q(x_q; f(x_q))$ , der am Anfang, innerhalb oder am Ende des Intervalls  $\langle a; b \rangle$  liegen kann, läßt sich die Approximation von  $f(x)$  in drei Teilapproximierungen zerlegen. Diese Teile sind die Tangente

$$T = f(x_q) + f'(x_q)(x - x_q) \quad (35)$$

und die beiden nichtlinearen Kurvenäste

$$F_{1,2} = \begin{cases} f(x) - T & \text{für } z_{1,2} \geq 0 \\ 0 & \text{für } z_{1,2} \leq 0 \end{cases} \quad (36)$$

mit  $z_1 = x_q - x$ ;  $z_2 = x - x_q$

$$\text{und} \quad (F_{1,2})_{z_{1,2}=0} = \left( \frac{d F_{1,2}}{d z_{1,2}} \right)_{z_{1,2}=0} = 0. \quad (37)$$

Die zu approximierenden Funktionen (35) und (36) liefern die Funktion  $f(x)$  gemäß

$$f(x) = T + F_1 + F_2; \quad (38)$$

sie sind im einzelnen aber abhängig von den Koordinaten des Punktes  $Q$ . Mit dieser Aufspaltung von  $f(x)$



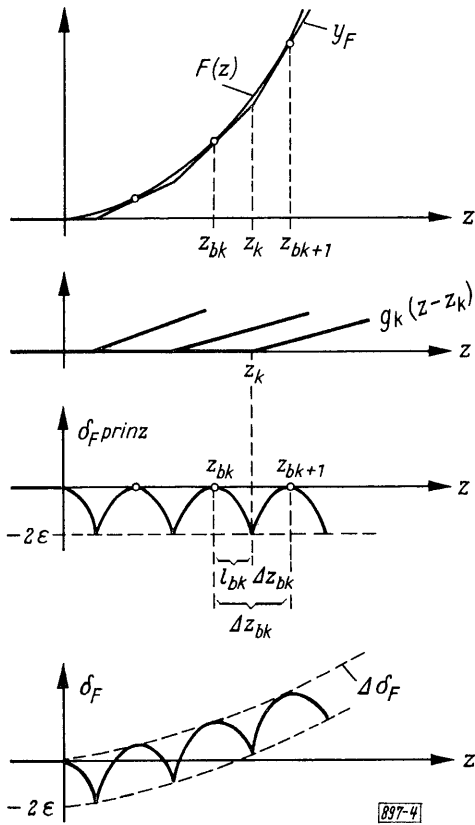


Bild 4: Approximierung eines Kurvenastes  $F$  und Verformung der Fehlergirlanden  $\delta_F$  infolge Knickpunkt- und Anstiegsveränderungen der Knicklinien  $g_k(z - z_k)$

suchen,  $\Delta \delta_F$  direkt durch die gegebene Funktion  $F(z)$  auszudrücken, indem wir wieder von der Tatsache Gebrauch machen, daß der maximale Prinzipfehler  $2\varepsilon$  (Bild 4) eine kleine Zahl ist. Wir schreiben für die Anstiege  $g_k$  die Reihe

$$g_k = F'(z_{bk} + \Delta z_{bk}) - F'(z_{bk}) = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu!} F^{(\nu+1)}(z_{bk}) (z - z_{bk})^{\nu}, \quad (48)$$

für die Knickpunkte  $z_k$  nach Bild 4

$$z_k = z_{bk} + l_{bk} \Delta z_{bk}; \quad 0 \leq l_{bk} \leq 1 \quad (49)$$

und denken uns die Fehler  $\alpha_k$  und  $\gamma_k$  formal durch Funktionen von  $z_k$  bzw.  $z_{bk}$  gegeben

$$\alpha_k = \alpha(z_k) \quad \text{und} \quad \gamma_k = \gamma(z_{bk}). \quad (50)$$

Aus einer Betrachtung wie unter Abschnitt 1 finden wir für  $l_{bk} \Delta z_{bk}$  und  $\Delta z_{bk}$

$$\begin{aligned} l_{bk} \Delta z_{bk} &= \frac{2}{\sqrt{F''(z_{bk})}} \sqrt{\varepsilon} - \frac{2}{3} \frac{F'''(z_{bk})}{[F''(z_{bk})]^2} \varepsilon \pm \dots \\ \Delta z_{bk} &= \frac{4}{\sqrt{F''(z_{bk})}} \sqrt{\varepsilon} - 4 \frac{F'''(z_{bk})}{[F''(z_{bk})]^2} \varepsilon \pm \dots \end{aligned} \quad (51)$$

Damit ist der Fehler  $\Delta \delta_F$  eine Funktion von  $\varepsilon$ . Wir wollen auch diese als Potenzreihe in  $\sqrt{\varepsilon}$  darstellen. Mit den Beziehungen (48), (49) und (50) erhalten wir zunächst

Im Idealfall ist das approximierende Polygon zwischen den Knickpunkten  $z_s$  und  $z_{s+1}$  gegeben durch die Summe

$$y_{F\text{prin}} = F(z) + \delta_{F\text{prin}} = \sum_{k=0}^s g_k(z - z_k) \quad (44)$$

mit  $g_k = F'(z_{bk+1}) - F'(z_{bk})$ .

Weichen die einzelnen Knickpunkte  $z_k$  um die absoluten Fehler  $\alpha_k$  und die Anstiege  $g_k$  der Diodenknicklinien um die relativen Fehler  $\gamma_k$  von ihren Sollwerten ab, entsteht das Polygon

$$y_F = F(z) + \delta_F = \sum_{k=0}^s g_k^*(z - z_k^*) \quad (45)$$

mit  $z_k^* = z_k + \alpha_k$ ;  $g_k^* = g_k(1 + \gamma_k)$ .

Der Unterschied zwischen den beiden Polygonen  $y_F$  und  $y_{F\text{prin}}$  oder zwischen den Fehlergirlanden  $\delta_F$  und  $\delta_{F\text{prin}}$

$$\Delta \delta_F = y_F - y_{F\text{prin}} = \delta_F - \delta_{F\text{prin}}, \quad (46)$$

für den wir uns im folgenden interessieren, ist, wenn die Fehler  $\alpha_k$  und  $\gamma_k$  klein sind

$$\Delta \delta_F = \sum_{k=0}^s [\gamma_k g_k(z - z_k) - \alpha_k g_k]. \quad (47)$$

$\Delta \delta_F$  aus dieser Formel zu berechnen, ist relativ mühsam, denn es müssen hierzu die Größen  $g_k$  und  $z_k$ , d. h. das vollständige Polygon  $y_F$  bekannt sein. Daher wollen wir versuchen,  $\Delta \delta_F$  direkt durch die gegebene Funktion  $F(z)$  auszudrücken, indem wir wieder von der Tatsache Gebrauch machen, daß der maximale Prinzipfehler  $2\varepsilon$  (Bild 4) eine kleine Zahl ist. Wir schreiben für die Anstiege  $g_k$  die Reihe

$$\Delta \delta_F = \sum_{k=0}^s [\gamma(z_{bk}) F''(z_{bk})(z - z_{bk}) - \alpha(z_{bk}) F''(z_{bk})] \Delta z_{bk} + \sum_{k=0}^s B_2(z_{bk}) \Delta z_{bk}^2 + \sum_{k=0}^s B_3(z_{bk}) \Delta z_{bk}^3 + \dots \quad (52)$$

wobei  $B_2$  und  $B_3$  Funktionen von  $z_{bk}$  sind, die wir ihres formalen Umfangs wegen nicht ausführlicher schreiben.

Berechnen wir die Summen in Gl. (52) nach der Summenformel von Euler [3], folgt für den Fehler  $\Delta \delta_F$  unter Verwendung von Gl. (51)

$$\Delta \delta_k = \int_0^z [\gamma(\zeta) F''(\zeta)(z - \zeta) - \alpha(\zeta) F''(\zeta)] d\zeta + \sqrt{\varepsilon} \int_0^z C_2(\zeta) d\zeta + \varepsilon \int_0^z C_3(\zeta) d\zeta + \dots \quad (53)$$

Es zeigt sich, daß die Funktion  $C_2(\zeta)$  identisch gleich Null ist. Damit kann das erste Integral in Gl. (53) eine gute Näherung für  $\Delta \delta_F$  sein, da das nächste Glied der Entwicklung erst zu  $\varepsilon$  proportional ist. Wir schreiben näherungsweise

$$\Delta \delta_F = \int_0^z \gamma(\zeta) F''(\zeta)(z - \zeta) d\zeta - \int_0^z \alpha(\zeta) F''(\zeta) d\zeta. \quad (54)$$

Mit Gl. (54) brauchen wir im Gegensatz zu Gl. (47) das Polygon  $\gamma_F$  nicht zu kennen, und die Berechnung des Fehlers  $\Delta \delta_F$  beruht einfach auf der Lösung von Integralen. Das erste Integral beschreibt den Einfluß des relativen Anstiegsfehlers  $\gamma$ , das zweite den Einfluß der absoluten Knickpunktabweichung  $\alpha$ . Im Bereich negativer  $z$  gilt wegen Gl. (43)  $\Delta \delta_F = 0$ , was im folgenden stets zu beachten ist. Gl. (54) gilt exakt für  $\varepsilon = 0$ , d. h. für den Grenzfall unendlich dicht aufeinanderfolgender Knickpunkte  $z_k$ .

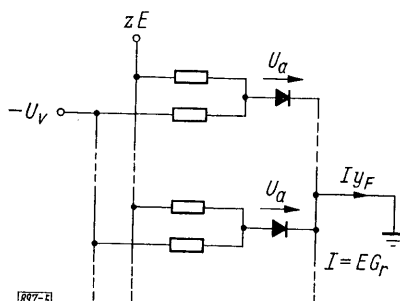


Bild 5: Einfaches Diodennetzwerk zur Approximierung eines Funktionsastes  
 $E =$  Masch.-Einheit,  $G_r =$  Bezugsleitwert,  $I =$  Bezugsstrom

#### 4. Temperaturgang der Fehlergirlanden

Anstiegs- und Knickpunktveränderungen der Diodenknicklinien ergeben sich bekanntlich bei Veränderung der Temperatur. Die relative Anstiegsänderung  $\gamma_k$  ist praktisch allein die Folge des Temperaturkoeffizienten der Widerstände. Besitzen alle Widerstände des Diodennetzwerks denselben Widerstands-TK  $q$ , ist  $\gamma$  unabhängig von  $\zeta$  und beträgt

$$\gamma = -q \Delta T, \quad (55)$$

wenn sich die Temperatur um  $\Delta T$  gegenüber der Bezugstemperatur erhöht. Den Temperaturgang der Knickpunkte  $z_k$  verursacht dann allein der Temperaturgang der Diodenrestspannung  $U_a$  und gegebenenfalls der Vorspannung  $U_v$  (Bild 5).

Ändert sich bei einem Netzwerk nach Bild 5 die Diodenrestspannung aller Dioden um  $\Delta U_a$  und die Vorspannung um  $\Delta U_v$ , finden wir für die Verschiebung  $\alpha(z_k)$  der Knickpunkte im Bereich  $z_k \geq 0$

$$\alpha(z_k) = \frac{\Delta U_v}{U_v + U_a} \left( z_k - \frac{U_a}{E} \right) + \frac{\Delta U_a}{U_v + U_a} \left( z_k + \frac{U_v}{E} \right). \quad (56)$$

Für den wichtigen Sonderfall, daß die Vorspannung  $U_v$  gleich der konstanten Referenzspannung  $E$  (Maschinen-einheit) gewählt wird und  $E \gg U_a$  ist, ergibt sich

$$\alpha(z_k) = \frac{\Delta U_a}{E} (z_k + 1). \quad (57)$$

Mit den Ausdrücken (55) und (57) für  $\gamma$  und  $\alpha$  wird aus Gl. (54)

$$\frac{\Delta \delta_F}{\Delta T} = -\varrho \int_0^z F''(\xi) (z - \xi) d\xi - \frac{1}{E} \frac{\Delta U_a}{\Delta T} \int_0^z (\xi + 1) F''(\xi) d\xi. \quad (58)$$

Beide Integrale in Gl. (58) lassen sich durch partielle Integration lösen, womit wir unter Voraussetzung (43) erhalten

$$\frac{\Delta \delta_F}{\Delta T} = -\varrho F(z) - \frac{1}{E} \frac{\Delta U_a}{\Delta T} \left[ \frac{dF(z)}{dz} (z + 1) - F(z) \right]. \quad (59)$$

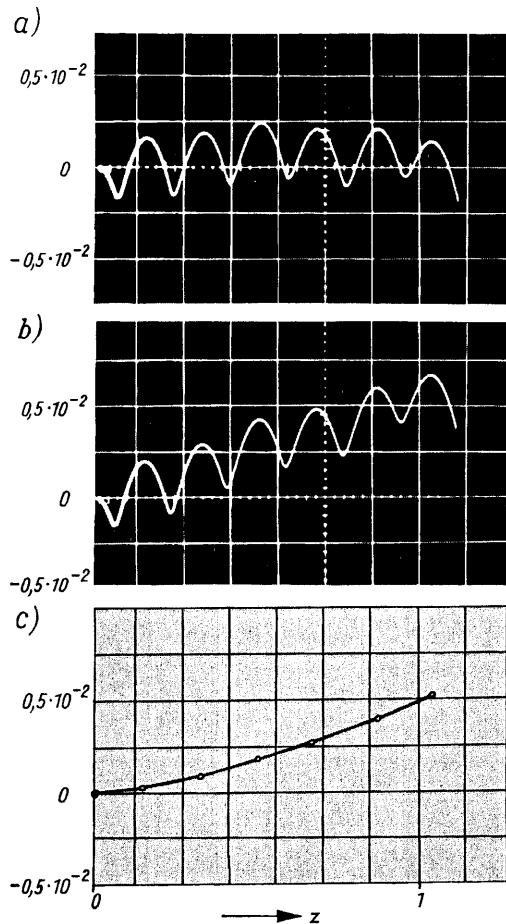


Bild 6: Auf die volle Skala  $2E$  bezogener Fehler eines Parabelastes bei einer Schaltung gemäß Bild 5  
 a) bei Eichtemperatur  $T = 28^\circ \text{C}$   
 b) bei der Temperatur  $T = 38^\circ \text{C}$   
 c) Fehlerzuwachs, entnommen aus a) und b)

Gl. (59) beschreibt den auf die Temperaturänderung bezogenen Fehlerzuwachs  $\Delta \delta_F$ , der sich zum Prinzipfehler  $\delta_{F\text{prin}}z$  addiert, in Abhängigkeit von  $z$  (Bild 4). Für  $z < 0$  ist wegen Gl. (43)  $\Delta \delta_F / \Delta T = 0$ .  $\varrho$  und  $\Delta U_a / \Delta T$  sind in bezug auf die Temperatur Konstante. Bei Kohleschichtwiderständen ist  $\varrho = -3 \cdot 10^{-4} / \text{grad}$ ; für Halbleiterdioden gilt bekanntlich  $\Delta U_a / \Delta T = -2 \text{ mV/grad}$ . Somit ist der Fehler  $\Delta \delta_F$  proportional zur Temperatur. Der Widerstands-TK  $\varrho$  bewirkt nur einen relativen Fehler; der Temperaturgang der Diodenrestspannung einen Fehler, der um so stärker ins Gewicht fällt, je kleiner die Referenzspannung  $E$  gewählt wird. Da in Gl. (59) nur die zu approximierende Funktion  $F(z)$  gegeben sein muß, läßt sich Gl. (59) in einfacher Weise auswerten.

Wählen wir als Beispiel einen Parabelast (für  $z \geq 0$ :  $F(z) = z^2$ ) mit Halbleiterdioden ( $\Delta U_a / \Delta T = -2 \text{ mV/grad}$ ), Kohleschichtwiderständen ( $\varrho = -3 \cdot 10^{-4} / \text{grad}$ ) und der Referenzspannung  $E = 10 \text{ V}$ , erhalten wir nach Gl. (59)

$$\frac{\Delta \delta_F}{\Delta T} = 10^{-4} (4z + 5z^2) / \text{grad}. \quad (60)$$

Durch eine Temperaturänderung um  $\Delta T$  bäumt sich also die Fehlergirlande  $\delta_F$  in Abhängigkeit von  $z$  parabelförmig auf. In Bild 6 sind für dieses Beispiel die experimentell ermittelten, auf die volle Skala  $2E$  bezogenen Fehlergirlanden a)  $\delta_{F\text{prin}}z/2$ , b)  $\delta_F/2$  und c) der Fehlerzuwachs  $\Delta \delta_F/2 = \delta_F/2 - \delta_{F\text{prin}}z/2$  für ein  $\Delta T = 10 \text{ grad}$  dargestellt. Nach Bild 6c ist  $\Delta \delta_F/2 \triangleq 0,45\%$  bei  $z = 1$  und entspricht damit genau dem Wert, den Gl. (60) liefert.

## 5. Kompensation des Temperaturgangs der Fehlergirlanden

Will man bei einer Referenzspannung von  $10 \text{ V}$  in einem Temperaturbereich von  $\Delta T = \pm 10 \text{ grad}$  einen weit kleineren Fehler als  $1\%$  erreichen, ist es erforderlich, den Temperaturgang der Fehlergirlanden  $\delta_F$  zu kompensieren. Dies kann z. B. dadurch erfolgen, daß man die Vorspannung  $U_v$  künstlich temperaturabhängig macht, indem man in die Vorspannungszuführung eine bestimmte Anzahl in Durchlaßrichtung betriebener Halbleiterdioden einschaltet (Bild 7).

Liegen  $m$  Kompensationsdioden, die dieselben Eigenschaften wie alle übrigen Dioden haben mögen, in der Vorspannungszuführung, so daß

$$U_v = E - m U_a \quad \text{und} \quad \Delta U_v = -m \Delta U_a \quad (61)$$

ist, folgt aus Gl. (56) für die Verschiebung der Knickpunkte  $z_k$

$$a(z_k) = \frac{\Delta U_a}{E - (m-1)U_a} [(1-m)z_k + 1] \approx \frac{\Delta U_a}{E} [(1-m)z_k + 1]. \quad (62)$$

Mit Gl. (62) erhalten wir für den temperaturbezogenen Fehler der Fehlergirlanden an Stelle von Gl. (58)

$$\left(\frac{\Delta \delta_F}{\Delta T}\right)_m = -e \int_0^z F''(\zeta)(z-\zeta) d\zeta - \frac{1}{E} \frac{\Delta U_a}{\Delta T} \int_0^z [(1-m)\zeta + 1] F''(\zeta) d\zeta. \quad (63)$$

$(\Delta \delta_F / \Delta T)_m$  ist nun abhängig von der Anzahl der Kompensationsdioden  $m$ . Wollte man  $(\Delta \delta_F / \Delta T)_m$  für alle  $z$  zu Null machen, müßte

$$-e \int_0^z F''(\zeta)(z-\zeta) d\zeta - \frac{1}{E} \frac{\Delta U_a}{\Delta T} \int_0^z [(1-m)\zeta + 1] F''(\zeta) d\zeta = 0 \quad (64)$$

sein, oder nach Differentiation nach  $z$

$$-e F'(z) - \frac{1}{E} \frac{\Delta U_a}{\Delta T} [(1-m)z + 1] F''(z) = 0. \quad (65)$$

Für  $m$  ergäbe sich somit

$$m = \frac{1}{z} \left[ -e \frac{E}{\Delta U_a / \Delta T} \frac{F'(z)}{F''(z)} - 1 \right]. \quad (66)$$

Das heißt: Um den Temperaturfehler der Fehlergirlanden exakt zu kompensieren, müßte  $m$  nach Gl. (66) abhängig sein von  $z$ . Man müßte für jede Diodenstrecke (Bild 7) eine andere Anzahl von Kompensationsdioden verwenden. Da hierzu eine beträchtliche Anzahl von Dioden erforderlich wäre, zudem für kleine  $z$  die Zahl  $m$  sehr groß sein müßte (Gl. (66)), ist diese Kompensationsvorschrift aus wirtschaftlichen Gründen oft nicht brauchbar. In den meisten praktischen Fällen erweist es sich jedoch als völlig ausreichend, den Temperaturfehler der Fehlergirlanden im Mittel zu kompensieren, indem man entsprechend Bild 8 Kompensationsdioden nur in die Vorspannungszuführung einschaltet, die allen Diodenstrecken (Bild 7) gemein ist. In diesem Falle besitzt jede Knicklinie dasselbe  $m$ ;  $m$  ist unabhängig von  $\zeta$ .

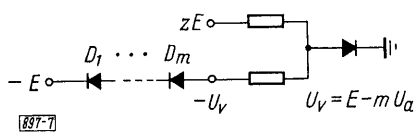


Bild 7: Diodenstrecke mit  $m$  Halbleiterdioden zur Kompensation des Temperaturfehlers

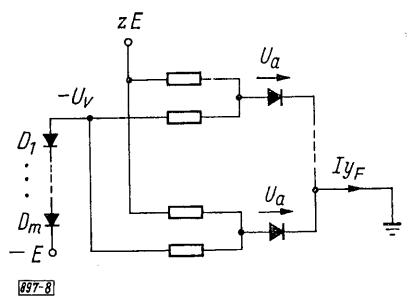


Bild 8: Temperaturkompensiertes Netzwerk zur Approximierung eines Funktionsastes mit  $m$  Kompensationsdioden in der Vorspannungszuführung

Damit können wir Gl. (63) in einfacher Weise integrieren, und wir erhalten für den temperaturbezogenen Fehler der Fehlergirlanden

$$\left(\frac{\Delta \delta_F}{\Delta T}\right)_m = -e F(z) - \frac{1}{E} \frac{\Delta U_a}{\Delta T} \left[ \frac{dF(z)}{dz} (z+1) - F(z) \right] + m \frac{1}{E} \frac{\Delta U_a}{\Delta T} \left[ \frac{dF(z)}{dz} z - F(z) \right]. \quad (67)$$

Durch die  $m$  Kompensationsdioden in der gemeinsamen Vorspannungszuführung addiert sich also eine Funktion von  $z$ , die zu  $m$  proportional ist. Die erforderliche Anzahl der Kompensationsdioden läßt sich an

Hand von Gl. (67) ohne Kenntnis der Schaltungsauslegung unmittelbar aus der gegebenen Funktion  $F(z)$  bestimmen. Dies ist für den Entwickler wertvoll, da die gesuchte Zahl  $m$  die Auslegung des gesamten Diodennetzwerks beeinflusst.

Soll das mittlere Quadrat des Temperaturfehlers  $\overline{\Delta \delta_F^2}$  — über einen Aussteuerbereich  $0 \leq z \leq d$  gemittelt — zu einem Minimum werden, bestimmt sich die hierzu erforderliche Anzahl von Kompensationsdioden zu

$$m_{\text{opt}} = 1 + \frac{\int_0^d [F'(z) + \beta F(z)] [z F'(z) - F(z)] dz}{\int_0^d [z F'(z) - F(z)]^2 dz} \quad \text{mit } \beta = \frac{\rho E}{\Delta U_a / \Delta T} \quad (68)$$

Für das Beispiel des Parabelfunktionsastes  $F(z) = z^2$  im Bereich  $0 \leq z \leq 1$  folgt mit  $\rho = -3 \cdot 10^{-4} / \text{grad}$ ,  $\Delta U_a / \Delta T = -2 \text{ mV/grad}$  und einer Referenzspannung von  $E = 10 \text{ V}$  aus Gl. (68):  $m_{\text{opt}} = 5$ . Für diesen Fall erhalten wir nach Gl. (67)

$$\left( \frac{\Delta \delta_F}{\Delta T} \right)_m = 10^{-4} (4z - 5z^2) / \text{grad} \quad (69)$$

Bild 9 zeigt für dieses Beispiel die Fehlergirlanden a)  $\delta_{F, \text{prin}z} / 2$ , b)  $\delta_F / 2$  und c) den Fehlerzuwachs  $\Delta \delta_F / 2$  für ein  $\Delta T = 10 \text{ grad}$ . Rechnung und Experiment stimmen auch in diesem Fall gut überein. Weiter kann man feststellen, daß dem Beispiel von Bild 6 gegenüber die Temperaturkompensation eine Genauigkeitsverbesserung um einen Faktor 9 gebracht hat.

Will man als Gütekriterium für die Temperaturkompensation nicht das mittlere Fehlerquadrat verwenden, sondern dem  $\Delta \delta_F / \Delta T$  eine maximal zulässige Schranke vorschreiben, wird man zweckmäßigerweise  $\Delta \delta_F / \Delta T$  über die  $z$ -Achse für verschiedene ganzzahlige  $m$  graphisch darstellen. Tritt dabei die Kurve, die in einem Bereich  $0 \leq z \leq c$  innerhalb der gesetzten Schranke bleibe, bei  $z = c$  aus der Schranke heraus, kann man — der Abhängigkeit in Gl. (66) Rechnung tragend — im Bereich  $z \geq c$  auf eine andere Diodenzahl übergehen. Verwenden wir im Bereich  $0 \leq z \leq c$  entsprechend Bild 10  $m$  Kompensationsdioden und im Bereich  $c \leq z \leq d$   $s$  Dioden, ist der Temperaturfehler im gesamten Approximationsbereich  $0 \leq z \leq d$  nicht in geschlossener Form gegeben.

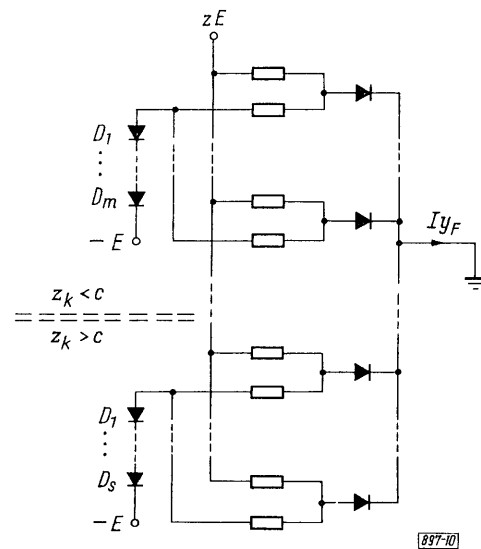
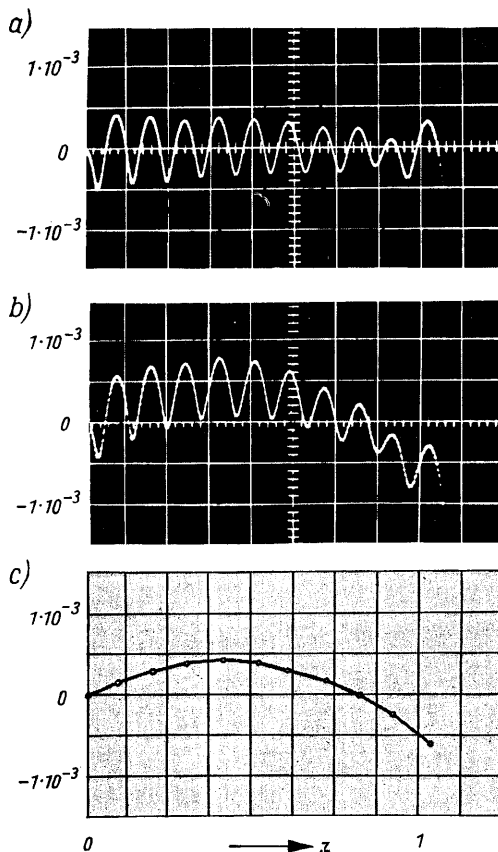


Bild 10: Temperaturkompensiertes Netzwerk mit mehreren Kompensationsbereichen in der Vorspannungszuführung

Bild 9 (links): Auf die volle Skala  $2E$  bezogener Fehler eines nach Bild 8 temperaturkompensierten Parabelastes  
a) bei Eichtemperatur  $T = 23^\circ \text{ C}$   
b) bei der Temperatur  $T = 33^\circ \text{ C}$   
c) Fehlerzuwachs, entnommen aus a) und b)

Im Bereich  $0 \leq z \leq c$  ist der temperaturbezogene Fehler der Fehlergirlanden durch  $(\Delta \delta_F / \Delta T)_m$  nach Beziehung (67) definiert. Für den Bereich  $c \leq z \leq d$  folgt aus Gl. (54)

$$\left(\frac{\Delta \delta_F}{\Delta T}\right)_s = -e \int_0^z F''(\zeta) (z-\zeta) d\zeta - \frac{1}{E} \frac{\Delta U_a}{\Delta T} \left\{ \int_0^c [(1-m)\zeta + 1] F''(\zeta) d\zeta + \int_c^z [(1-s)\zeta + 1] F''(\zeta) d\zeta \right\} \quad (70)$$

Nach Integration und einigen Umformungen erhalten wir für  $z \geq c$

$$\left(\frac{\Delta \delta_F}{\Delta T}\right)_s = \left(\frac{\Delta \delta_F}{\Delta T}\right)_m + (s-m) \frac{1}{E} \frac{\Delta U_a}{\Delta T} [z F'(z) - F(z) + F(c) - c F'(c)], \quad (71)$$

wobei  $(\Delta \delta_F / \Delta T)_m$  durch Gl. (67) gegeben ist und die gestrichelten Größen in der eckigen Klammer die erste Ableitung von  $F(z)$  nach  $z$  bedeuten.

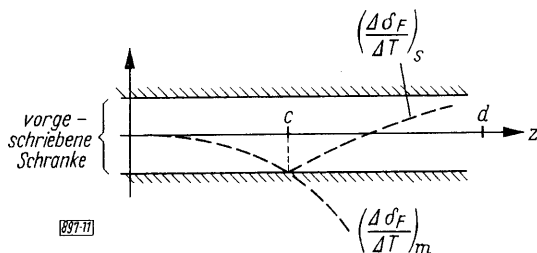


Bild 11: Relativer Fehlerzuwachs  $(\Delta \delta_F / \Delta T)$  bei einer Kompensation nach Bild 10

Durch den Übergang von  $m$  auf  $s$  Kompensationsdioden bei  $z = c$  addiert sich also im Bereich  $c \leq z \leq d$  zu  $(\Delta \delta_F / \Delta T)_m$  eine Funktion von  $z$ , die zur Differenz  $(s - m)$  proportional ist. Da wir diese Differenz durch  $s$  in Betrag und Vorzeichen in der Hand haben, gelingt es in jedem Fall  $(\Delta \delta_F / \Delta T)_s$  auch im Bereich  $z > c$ , in dem  $(\Delta \delta_F / \Delta T)_m$  die vorgeschriebene Fehlerschranke überschreitet, innerhalb dieser Schranke zu halten (Bild 11).

## 6. Fehler durch Änderungen der Referenzspannung im Rechner

Abschließend sei mit Hilfe der oben ausgeführten Theorie noch der Fehler ermittelt, der durch Veränderungen der Referenzspannung  $E$  (Maschineneinheit) verursacht wird. Wir nehmen an, die Funktion  $F(z)$ , die die Eigenschaft (43) habe, sei in einem Rechner mit der Referenzspannung  $E$  durch das Polygon

$$y_{F\text{prin}} = F(z) + \delta_{F\text{prin}} \quad (72)$$

ideal approximiert. Zur technischen Realisierung mögen die Netzwerke nach den Bildern 5, 8 oder 10 dienen, bei denen in der Regel näherungsweise gilt:  $U_v \approx E \gg U_a$ . Ändert sich die Referenzspannung um den relativen Fehler  $\Delta E/E$ , ändern sich nach Beziehung (56) die Knickpunkte  $z_k$  um

$$\alpha(z_k) \approx \frac{\Delta E}{E} \left( z_k - \frac{U_a}{E} \right). \quad (73)$$

Wir erhalten dann ein Polygon

$$y_F = F(z) + \delta_F = F(z) + \delta_{F\text{prin}} + \Delta \delta_F, \quad (74)$$

wobei sich der Fehler  $\Delta \delta_F$  nach den Gln. (54) und (73) ergibt zu

$$\Delta \delta_F = - \int_0^z \alpha(\zeta) F''(\zeta) d\zeta = \frac{\Delta E}{E} \left[ F(z) + \left( \frac{U_a}{E} - z \right) F'(z) \right]. \quad (75)$$

Nun sind die Koordinaten  $z$  und  $y_F$  reine Zahlen, die aus der Messung der Rechenspannungen durch die Referenzspannung  $E$  hervorgehen. Beträgt die neue Referenzspannung des Rechners  $E_n = E(1 + \Delta E/E)$ , werden diese Rechenspannungen durch  $E_n$  gemessen. Um somit den Fehler im Rechner mit der Referenz  $E_n$  zu bekommen, müssen wir Gl. (74) in den neuen Koordinaten

$$z_n = \frac{z}{1 + \Delta E/E} \quad ; \quad y_{Fn} = \frac{y_F}{1 + \Delta E/E} \quad (76)$$

betrachten. Führen wir  $z = z_n (1 + \Delta E/E)$  und  $y_F = y_{Fn} (1 + \Delta E/E)$  in die Gl. (75) und (74) ein, wird unter der Annahme  $|\Delta E/E| \ll 1$  aus Gl. (74)

$$y_{Fn} = F(z_n) + \delta_{F\text{prin}z} + \frac{\Delta E U_a}{E} \frac{1}{E} F'(z_n). \quad (77)$$

Das Polygon  $y_{Fn}$  bei der veränderten Referenzspannung  $E_n = E (1 + \Delta E/E)$  unterscheidet sich vom ursprünglichen, idealen Polygon  $y_{F\text{prin}z}$  (Gl. (72)) um einen Fehler

$$(\Delta \delta_F)_E = \frac{\Delta E U_a}{E} \frac{1}{E} F'(z_n) \approx \frac{\Delta E U_a}{E} \frac{1}{E} F'(z), \quad (78)$$

wenn  $F'(z)$  wiederum die Ableitung der Funktion  $F(z)$  nach  $z$  bedeutet. Verantwortlich für diesen Fehler ist die absolute Diodenrestspannung  $U_a$ . Sie beträgt bei Siliziumdioden etwa 0,4 bis 0,5 Volt. Der Fehler von Gl. (78) ist um so kritischer, je kleiner die Referenzspannung  $E$  gewählt wird.

Nachdem nun die verschiedenen Fehler, die sich bei der Approximierung eines Funktionsastes  $F(z)$  ergeben, in Abhängigkeit von der allgemeinen Abszisse  $z$  bekannt sind, ist es einfach, die betreffenden Ergebnisse auf die Kurvenäste  $F_{1,2}$  in Bild 3 anzuwenden und hieraus den gesamten Fehlerzuwachs Gl. (42) aufzubauen. Wir brauchen hierzu an Stelle von  $z$  nur  $z_1$  bzw.  $z_2$  zu setzen und unter Beachtung, daß für  $z_{1,2} < 0$   $\Delta \delta_{F_{1,2}} = 0$  ist, die Fehler  $\Delta \delta_{F_{1,2}}$  zu addieren. Tun wir dies, zeigt sich, daß ein einheitlicher Widerstands-TK  $\rho$  unabhängig vom Ausgangspunkt  $Q$  (Bild 3) nur einen relativen Fehler der Gestalt  $-\rho \Delta T f(x)$  verursacht, die Diodeneigenschaften aber zu einem Fehler führen, der von der Lage des Punktes  $Q$  abhängt. Damit erhebt sich noch die Frage nach der günstigsten Lage des Ausgangspunktes  $Q$ . Der Punkt  $Q$  ist offenbar dann am günstigsten gewählt, wenn der Einfluß der Dioden am geringsten ist. Bezüglich des Temperaturgangs ist dies der Fall, wenn für beide Kurvenäste  $F_{1,2}$  der Betrag des Klammerausdrucks in Gl. (59), nämlich

$$\left| \frac{dF(z)}{dz} (z + 1) - F(z) \right| \quad (79)$$

auf einen möglichst kleinen Wert beschränkt bleibt. Dies trifft zu, wenn der Verlauf der Kurvenäste  $F_{1,2}$  möglichst flach ist.

Mit den oben gewonnenen Ergebnissen Gl. (23), (59), (67), (68), (71) und (78) lassen sich die Fehler, die bei einem Diodenfunktionsgeber zu erwarten sind, auf bequeme Weise beschreiben und leicht durchschauen. Die Brauchbarkeit dieser Ergebnisse wird an zahlreichen Beispielen in [4] bestätigt.

## Literatur

- [1] N. Ream: Approximation errors in diode function generators. J. of Electronics and Control (First Series) Vol. 8 (July 1959) No. 1, S. 83...96.
- [2] C. C. Ritchie and R. W. Young: The design of biased diode function generators. Electronic Engineering Vol. 30 (1959) S. 347...351.
- [3] E. Madelung: Die mathematischen Hilfsmittel des Physikers. 6. Aufl. (1957) Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg.
- [4] A. Kley und E. Heim: Funktionsgeber und Multiplizierer mit Halbleiterdioden. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 52...59.

# Funktionsgeber und Multiplizierer mit Halbleiterdioden

Von A. Kley und E. Heim

Bei der Behandlung von Problemen auf einem Analogrechner, die einen schnell repetierenden oder iterierenden Betrieb des Rechners erfordern [1], müssen neben den linearen Rechenelementen [2] auch die nichtlinearen Elemente breitbandig sein. Servofunktionsgeber und Multiplizierer scheiden aus diesem Grund aus, aber auch die Modulationsverfahren [3] [4] sind für viele Anwendungen wegen der erforderlichen Filter zu schmalbandig. Als Ausweg bleibt die Realisierung der nichtlinearen Rechenelemente mit Widerstands-Dioden-Netzwerken (vgl. Abschn. 1) [5], wobei die Bandbreite im wesentlichen durch die verwendeten Rechenverstärker [2] gegeben ist. Als nichtlineare Rechenelemente sind neben den Multiplizierern und veränderlichen Funktionsgebern auch festeingestellte Funktionsgeber für häufig benötigte Funktionen wie Sinus, Cosinus und Logarithmus zu nennen. Die Genauigkeit solcher Netzwerke hängt stark von den Temperaturkoeffizienten der verwendeten Dioden und Widerstände ab, so daß bei hohen Genauigkeitsforderungen besondere Temperaturkompensationsverfahren notwendig werden (vgl. Abschn. 2 und 3).

Für Parabelmultiplizierer und festeingestellte Funktionsgeber erfolgt die Temperaturkompensation mit geringem Aufwand durch Kompensationsdioden in der für alle Diodenelemente gemeinsamen Vorspannungslleitung. Die gemessenen Temperaturfehler stimmen für alle hier betrachteten Funktionen mit der von W. Schneider [6] entwickelten Theorie sehr gut überein und können genügend klein gehalten werden. Bei einstellbaren Funktionsgebern erfordert die Temperaturkompensation einen höheren Aufwand, weil jedes einzelne Diodenelement kompensiert werden muß.

## 1. Approximation von Funktionen mit Diodennetzwerken

Die gewünschte Funktion  $f(x)$  (Bild 1a) wird durch einen Polygonzug  $y(x)$  approximiert, der durch die Summe

$$y(x) = \sum_{i=1}^n A_i(x) \quad (1)$$

der Knickkennlinien (Bild 1b)

$$A_i(x) = \begin{cases} 0 & \text{für } x < x_{Ki} \\ \alpha_i (x - x_{Ki}) & \text{für } x \geq x_{Ki} \end{cases} \quad (2)$$

erzeugt wird. Diese Knickkennlinien werden durch die Kurzschlußströme vorgespannter Dioden nach Bild 2 gebildet. Die Strom-Spannungskennlinie der Diode ist in Bild 2 durch die ideale Diode  $D$ , eine Anlaufspannung  $U_A$  und einen Durchlaßwiderstand  $R_d$  ersetzt. Der Ausgangskurzschlußstrom wird damit

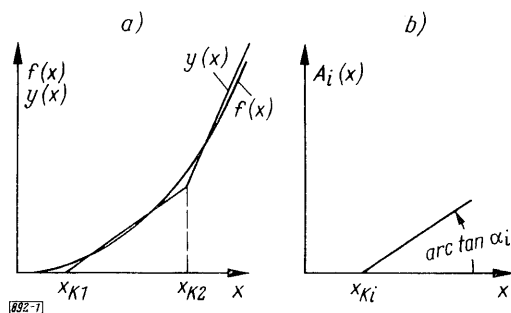


Bild 1: a) Approximation einer Funktion  $f(x)$  durch einen Polygonzug  $y(x)$ .  
b) Knickkennlinie

$$I(U_x) = \begin{cases} 0 & \text{für } U_x \leq U_{xK} \\ \frac{U_x - U_{xK}}{R + R_d \left(1 + \frac{R}{R_v}\right)} & \text{für } U_x > U_{xK} \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{mit } U_{xK} = U_v \cdot \frac{R}{R_v} + U_A \cdot \left(1 + \frac{R}{R_v}\right).$$

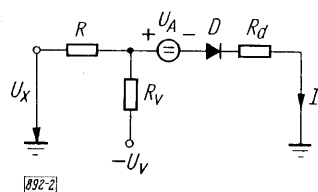


Bild 2: Schaltung zur Erzeugung einer Knickkennlinie

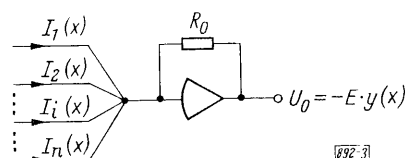


Bild 3: Summierung der Knickkennlinien mit einem Operationsverstärker



Bei Einführung der normierten Größen

$$x = \frac{U_x}{E}, \quad x_v = \frac{U_v}{E}, \quad x_K = \frac{U_{xK}}{E}, \quad \mu_A = \frac{U_A}{E}, \quad A = \frac{I \cdot R_0}{E}, \quad (4)$$

wobei  $E$  die Maschinen-Einheitsspannung und  $R_0$  der Rückführwiderstand des nachfolgenden Summierers (Bild 3) ist, erhält man daraus Gl. (2) mit dem Knickpunkt

$$x_K = x_v \frac{R}{R_v} + \mu_A \left(1 + \frac{R}{R_v}\right) \quad (5)$$

und dem Anstieg

$$\alpha = \frac{R_0}{R + R_d \left(1 + \frac{R}{R_v}\right)} \quad (6)$$

Summiert man die Ströme  $I_i$  von  $n$  Schaltungen nach Bild 2 am Summenpunkt eines Rechenverstärkers (Bild 3) mit dem Rückführwiderstand  $R_0$ , so wird dessen normierte Ausgangsgröße

$$\frac{U_0}{E} = - \sum_{i=1}^n A_i(x) = -y(x), \quad (7)$$

d. h. bis auf das Vorzeichen gleich dem Approximationspolygonzug nach Gl. (1).

Die in Bild 2 dargestellte Schaltung realisiert eine spezielle Knickkennlinie mit positivem Knickpunkt  $x_K$  und positivem Anstieg  $\alpha$ . Durch Umpolung der Diode, Wechsel der Polarität von  $U_v$  und  $U_x$  können die in Bild 4 dargestellten Kennlinientypen erzeugt und so beliebige Funktionen approximiert werden. Der Vollständigkeit halber sind in Bild 4 auch die Schaltungen zur Erzeugung einer Konstanten (Typ a) und eines konstanten Anstieges (Typ b) dargestellt.

Bei fest eingestellten Funktionsgebern verwendet man zur Vorspannung der Dioden die Referenzspannung ( $U_v = E$ ), der Anstieg und der Knickpunkt  $x_K$  werden durch geeignete Widerstände  $R$  und  $R_v$  (Gln. (5) und (6))

eingestellt. Unter der Voraussetzung idealer Knickkennlinien läßt sich bei Vorgabe eines maximalen Approximationsfehlers die Knickpunktverteilung berechnen [6] [7]. Die Diodenkennlinie läßt jedoch die vorausgesagten mathematischen Knicke nicht zu, die dadurch verursachte Abrundung muß deshalb bei der Dimensionierung der Approximation berücksichtigt werden. Als bestes Verfahren bei der Entwicklung fest eingestellter Funktionsgeber hat sich eine ungefähre Berechnung der Anstiege und Knickpunkte mit einer nachträglichen experimentellen Korrektur herausgestellt. Dies ist mit der in Abschn. 4 beschriebenen Meßmethode leicht durchführbar und man erreicht dabei kleinere Approximationsfehler als bei Annahme eines idealen Knickes.

Parabelmultiplizierer bilden das Produkt zweier Variablen  $a$  und  $b$  gemäß der Beziehung

$$a \cdot b = \left(\frac{a+b}{2}\right)^2 - \left(\frac{a-b}{2}\right)^2. \quad (8)$$

Typ	Schaltung	Kennlinie	Knickpunkt	Anstieg
a				
b				$\alpha = \pm \frac{R_0}{R'}$
c				
d				
e			$ x_K  = x_v \frac{R}{R_v} + \mu_A \left[1 + \frac{R}{R_v}\right]$	$\alpha = \frac{R_0}{R_d \left(1 + \frac{R}{R_v}\right) + R}$
f				
g				
			$ x_K  = x_v \frac{R}{R_v} - \mu_A \left[1 + \frac{R}{R_v}\right]$	$\alpha = \frac{R_0}{R_d \left(1 + \frac{R}{R_v}\right) + R}$

Bild 4. Schaltungen verschiedener Kennlinientypen

Man braucht also zwei festgestellte Funktionsgeber mit

$$x = \frac{a+b}{2} \quad ; \quad y = -x^2 \quad , \quad x = \frac{a-b}{2} \quad (9)$$

Die Größen  $x = (a+b)/2$  bzw.  $x = (a-b)/2$  können gemäß Bild 5 in den Diodennetzwerken direkt gewonnen werden [8], so daß keine zusätzlichen Summierer erforderlich sind.

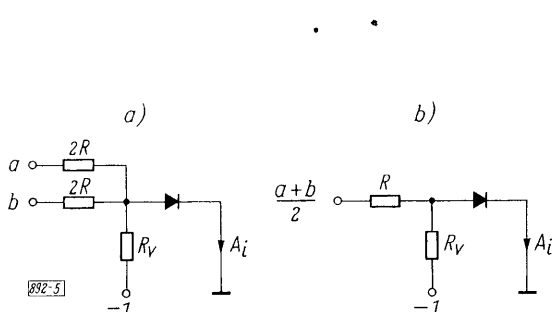


Bild 5: a) Diodenelement für einen Parabelmultiplizierer  
b) äquivalente Schaltung

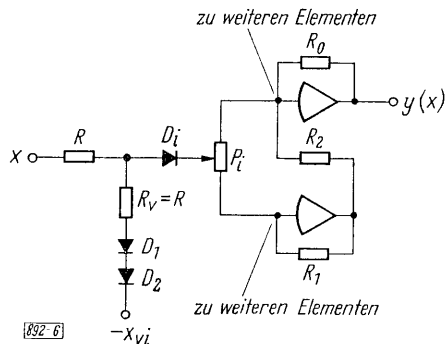


Bild 6: Diodenelement für einstellbaren Funktionsgeber

Einstellbare Funktionsgeber dienen dazu, beliebige Funktionen nachzubilden, die entweder analytisch oder in Form von Wertetabellen oder Kurven gegeben sind. Bei einstellbaren Diodenfunktionsgebern kann man oft sowohl den Knickpunkt als auch den Anstieg jedes Einzelementes variieren. Man hat damit die Möglichkeit, die Verteilung der Knickpunkte für jede zu approximierende Funktion optimal zu wählen, nimmt dafür aber ein äußerst mühsames Einstellverfahren in Kauf. Bei Rechnern mit einer Referenzspannung  $E = 10 \text{ V}$  ist es wegen der Abrundung der Knicke nicht sinnvoll, die Knickpunkte in einem Abstand kleiner  $1 \text{ V}$  aufeinanderfolgen zu lassen. Es ist dann zweckmäßig, 20 Diodenelemente für den gesamten Bereich  $-1 \leq x \leq +1$  der Eingangsvariablen  $x$  vorzusehen, deren Knickpunkte  $x_K$  in festen Abständen von  $0,1 E = 1 \text{ V}$  verteilt sind. Eine Funktion wird dann nur durch die Variation der Anstiege eingestellt und das Einstellverfahren wird sehr einfach [9]. Bei festen Knickpunkten wird der Anstieg durch eine Teilung des Ausgangsstroms der Diodenelemente (Bild 6) mit einem Potentiometer  $P_i$  verändert. Durch Anwendung von zwei Rechenverstärkern erreicht man positive und negative Anstiege. Wegen der erforderlichen Temperaturkompensation mit den Dioden  $D_1$  und  $D_2$  (vgl. Abschn. 3.6) muß  $R = R_V$  sein, so daß die Knickpunkte mit den für jedes Element verschiedenen Vorspannungen  $x_{vi}$  erzeugt werden müssen.

## 2. Einfluß der Umgebungstemperatur und Temperaturkompensation

Der auf den vollen Aussteuerbereich  $2 E$  bezogene Approximationsfehler [6]

$$\sigma(x) = \frac{1}{2} [y(x) - f(x)] \quad (10)$$

ist abhängig von der Anzahl der verwendeten Diodenstrecken. Er wird um so kleiner, je mehr Strecken verwendet werden. Wegen der Temperaturabhängigkeit der Netzwerke ist jedoch nur eine beschränkte Anzahl von Diodenstrecken sinnvoll und der Fehler  $\sigma(x)$  kann dadurch nicht beliebig klein gemacht werden.

Die Approximationsfunktion  $y(x)$  ändert sich mit der Umgebungstemperatur aus zwei Gründen. Der erste Grund ist die Verschiebung der Knickpunkte infolge der temperaturabhängigen Anlaufspannung  $U_A$  der Dioden

$$\frac{\Delta x_K}{\Delta T} = \frac{\Delta \mu_A}{\Delta T} (x_K + 1) \quad (11)$$

Bei Halbleiterdioden ist  $\Delta U_A / \Delta T = -2 \text{ mV/grad}$  und bei  $E = 10 \text{ V}$  wird  $\Delta \mu_A / \Delta T = -2 \cdot 10^{-4} / \text{grad}$ .

Der zweite Grund ist der Temperaturkoeffizient  $\rho$  der Widerstände. Dieser Einfluß könnte zwar eliminiert werden, wenn man für die Netzwerke Widerstände mit demselben Temperaturkoeffizienten wie der Rückführwiderstand  $R_0$  (Bild 3) des Verstärkers verwendet. Bei Präzisionsrechnern ist  $R_0$  ein drahtgewickelter Wider-

stand und die Netzwerke müßten ebenfalls aus vielen teuren Drahtwiderständen aufgebaut werden. Aus Preisgründen verwendet man aber häufig Kohleschichtwiderstände, deren Temperaturkoeffizient die Approximation stark beeinflusst. Es ergibt sich dadurch eine relative Änderung der Anstiege

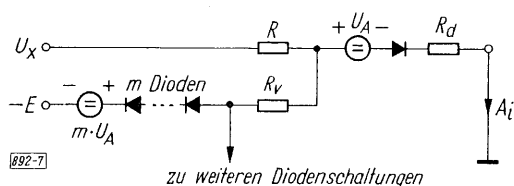
$$\frac{\Delta \alpha_i}{\alpha_i \Delta T} = -\varrho. \quad (12)$$

Die Änderung des Approximationsfehlers mit der Umgebungstemperatur wird dann [6]

$$\frac{\Delta \sigma(x)}{\Delta T} = -\frac{\varrho}{2} \cdot f(x) - \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta \mu_A}{\Delta T} \left[ \frac{df(x)}{dx} (1+x) - f(x) \right]. \quad (13)$$

Mit Gl. (13) kann der Temperaturgang des Fehlers berechnet werden, wenn nur die zu approximierende Funktion  $f(x)$  bekannt ist. Bei Vorgabe eines zulässigen Temperaturbereichs  $\Delta T$  ist damit der Maximalwert von  $\Delta \sigma(x)$  bekannt und der maximale Approximationsfehler bei Zimmertemperatur wird zweckmäßig

$\sigma(x)_{\max} \approx [\Delta \sigma(x)]_{\max}$  gewählt. Die Anzahl der Diodenstrecken steht damit fest [6].



$$\text{Knickpunkt } x_K = \frac{R}{R_V} \cdot (1 - [m-1] \mu_A) + \mu_A$$

$$\frac{\Delta x_K}{\Delta T} \approx \frac{\Delta \mu_A}{\Delta T} \cdot (1 - [m-1] \cdot x_K)$$

Bild 7: Temperaturkompensation bei festeingestellten Funktionsgebern

Bei den meisten Funktionen zeigt es sich, daß der Temperaturfehler nach Gl. (13) für die geforderte Genauigkeit zu groß ist. Bei der Funktion  $f(x) = x^2$  ergibt sich z. B. mit  $\Delta \mu_A / \Delta T = 2 \cdot 10^{-4} / \text{grad}$  und  $\varrho = -3 \cdot 10^{-4} / \text{grad}$  der maximale Fehler für  $x = 1$

$$\frac{\Delta \sigma(1)}{\Delta T} = 4,5 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{1}{\text{grad}}$$

Für einen Temperaturbereich  $\Delta T = \pm 10 \text{ grad}$  wird  $\Delta \sigma(1) = 4,5 \cdot 10^{-3}$ . Höhere Genauigkeiten verlangen besondere Maßnahmen zur Verbesserung des Temperaturgangs.

Bei festeingestellten Funktionsgebern erreicht man dies, indem man die für alle Diodenelemente gemeinsame Vorspannung temperaturabhängig macht. Infolge der temperaturabhängigen Anlaufspannung der Dioden nehmen die Knickpunktspannungen mit wachsender Temperatur ab (Gl. (11)), was einen zunehmenden Ausgangsstrom bewirkt. Bei einem negativen Temperaturkoeffizienten  $\varrho$  der Widerstände (Kohleschicht) steigt ebenfalls der Ausgangsstrom mit wachsender Temperatur (Gl. (12)). Zur Kompensation beider Einflüsse muß also die Vorspannung mit wachsender Temperatur steigen. Dazu schaltet man  $m$  in Durchlaßrichtung gepolte Dioden (Kompensationsdioden) in Serie mit der Vorspannung  $E$  (Bild 7). Man erhält dann [6]

$$\frac{\Delta \sigma(x)}{\Delta T} = -\frac{\varrho}{2} \cdot f(x) - \frac{\Delta \mu_A}{2 \Delta T} \left[ \frac{df(x)}{dx} (1+x) - f(x) \right] + \frac{m}{2} \cdot \frac{\Delta \mu_A}{\Delta T} \left[ \frac{df(x)}{dx} \cdot x - f(x) \right]. \quad (14)$$

Die optimale Anzahl  $m$  ist abhängig von der zu approximierenden Funktion  $f(x)$  und kann mit Gl. (14) bestimmt werden.

Bei manchen Funktionen, z. B. bei  $f(x) = \cos \pi x$ , muß der Approximationsbereich in zwei Bereiche  $0 \leq x \leq c$  und  $c \leq x \leq 1$  aufgeteilt werden, wenn eine bestimmte Genauigkeit erreicht werden soll. Man verwendet dann  $m$  Kompensationsdioden für die Approximationsdioden, die ihren Knick im Bereich  $0 \leq x \leq c$  haben, so daß für diesen Bereich Gl. (14) gilt. Im Bereich  $c < x \leq 1$  werden entsprechend  $s$  Kompensationsdioden verwendet, und es gilt für diesen Bereich [6]

$$\frac{\Delta \sigma(x)}{\Delta T} = -\frac{\varrho}{2} \cdot f(x) - \frac{\Delta \mu_A}{\Delta T} \left[ \frac{df(x)}{dx} (1+x) - f(x) \right] + \frac{s}{2} \cdot \frac{\Delta \mu_A}{\Delta T} \left[ \frac{df(x)}{dx} x - f(x) \right] + \frac{m-s}{2} \cdot \frac{\Delta \mu_A}{\Delta T} \left[ c \cdot \left( \frac{df(x)}{dx} \right)_{x=c} - f(c) \right]. \quad (15)$$

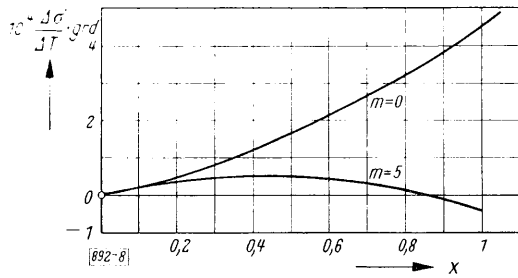


Bild 8: Theoretischer Temperaturfehler der Funktion  $f(x) = x^2$  bei  $m$  Kompensationsdioden

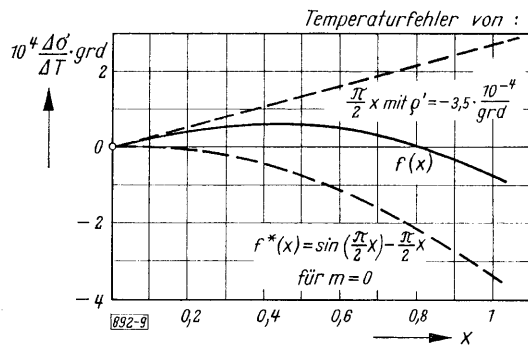


Bild 9: Theoretischer Temperaturfehler der Funktion  $f(x) = \sin \frac{\pi}{2} x$  bei  $m$  Kompensationsdioden

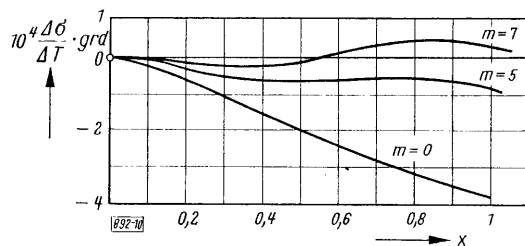


Bild 10: Theoretischer Temperaturfehler der Funktion  $f(x) = \cos \frac{\pi}{2} x$  bei  $m$  Kompensationsdioden

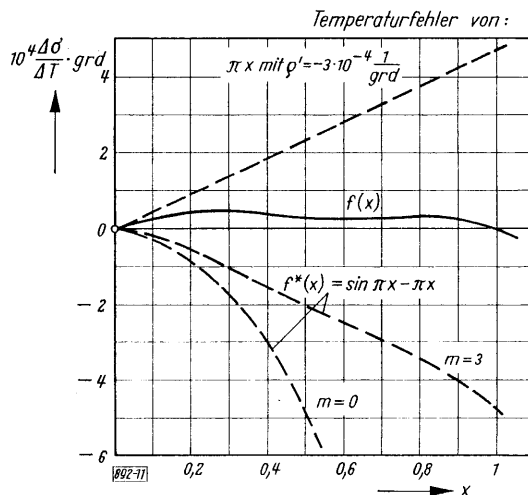


Bild 11: Theoretischer Temperaturfehler der Funktion  $f(x) = \sin \pi x$  bei  $m$  Kompensationsdioden

### 3. Berechnung des Temperaturfehlers für verschiedene Funktionen

Im folgenden werden die Gln. (14) und (15) zur Bestimmung der optimalen Anzahl  $m_{\text{opt}}$  bzw.  $s_{\text{opt}}$  an Kompensationsdioden für die Funktionen  $f(x) = x^2$ ,  $\sin \pi/2 x$ ,  $\cos \pi/2 x$ ,  $\sin \pi x$  und  $\cos \pi x$  angewendet. Die Überlegungen für  $f(x) = x^2$  gelten sinngemäß auch für Parabelmultiplizierer (s. Abschn. 2). Während man  $m_{\text{opt}}$  für  $f(x) = x^2$  leicht analytisch berechnen kann, ist es für die übrigen Funktionen einfacher,  $m_{\text{opt}}$  bzw.  $s_{\text{opt}}$  durch Aufzeichnen der Gln. (13) und (14) für verschiedene  $m$  und  $s$  zu ermitteln. Bei der Berechnung werden die Werte

$$\rho = -3 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{1}{\text{grad}}, \quad \frac{\Delta \mu_A}{\Delta T} = -2 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{1}{\text{grad}} \quad (16)$$

verwendet. Es läßt sich zeigen [6], daß für gerade bzw. ungerade Funktionen  $f(x)$  auch  $\sigma(x)$  gerade bzw. ungerade Funktionen sind, wenn zur Approximation die Kennlinientypen c, d, e und f in Bild 4 verwendet werden. Die Berechnungen werden daher nur für  $x \geq 0$  durchgeführt.

#### 3.1 Temperaturfehler der Funktion $f(x) = x^2$

Hier erhält man aus Gl. (14) mit Gl. (16)

$$\frac{\Delta \sigma(x)}{\Delta T} = \frac{1}{2} \cdot 10^{-4} [(5 - 2m)x^2 + 4x] \cdot \frac{1}{\text{grad}}$$

Für  $m > 3,5$  liegt im Inneren des Approximationsbereichs  $0 \leq x \leq 1$  ein Maximum, und zwar an der Stelle

$$x_{\text{max}} = \frac{2}{2m - 5}$$

Dort wird

$$\frac{\Delta \sigma(x_{\text{max}})}{\Delta T} = \frac{2}{2m - 5} \cdot 10^{-4} \cdot \frac{1}{\text{grad}}$$

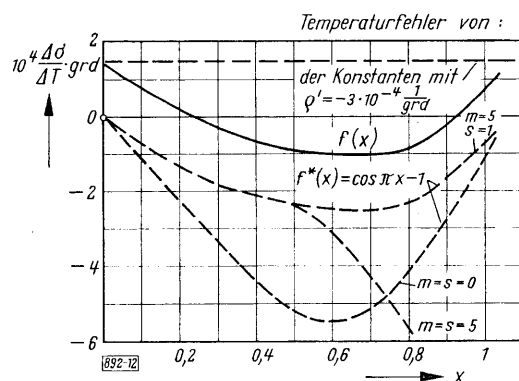


Bild 12: Theoretischer Temperaturfehler der Funktion  $f(x) = \cos \pi x$  bei  $m$  bzw.  $s$  Kompensationsdioden

Wählt man die Kompensation so, daß der Fehler bei  $x_{\max}$  dem Betrage nach gleich dem Fehler am Bereichsende ( $x = 1$ )

$$\frac{\Delta \sigma(1)}{\Delta T} = \frac{9 - 2m}{2} \cdot 10^{-4} \cdot \frac{1}{\text{grad}}$$

wird, so ergibt sich  $m_{\text{opt}} = 4,9 \approx 5$  und der Temperaturfehler bleibt im gesamten Approximationsbereich (Bild 8)

$$\frac{\Delta \sigma(x)}{\Delta T} \leq \frac{1}{2} \cdot 10^{-4} \cdot \frac{1}{\text{grad}}$$

### 3.2 Temperaturfehler der Funktion $f(x) = \sin(\pi x/2)$

Die Funktion  $f(x) = \sin(\pi x/2)$  wird approximiert durch einen konstanten Anstieg (Typ b in Bild 4) mit dem Widerstand  $R' = 2 R_0/\pi$  und einem Diodennetzwerk, das die Funktion

$$f^*(x) = \sin(\pi x/2) - (\pi x/2)$$

approximiert. Nach Gl. (13) ( $m = s = 0$ ) hat  $f^*(x)$  den in Bild 9 dargestellten Temperaturfehler. Er kann durch Wahl eines Temperaturkoeffizienten für den Widerstand  $R'$  von  $\varrho' = -3,5 \cdot 10^{-4}/\text{grad}$  kompensiert werden, so daß keine Kompensationsdioden nötig sind. Der Temperaturfehler bleibt im gesamten Approximationsbereich  $0 \leq x \leq 1$  kleiner  $0,7 \cdot 10^{-4}/\text{grad}$ .

### 3.3 Temperaturfehler der Funktion $f(x) = \cos(\pi x/2)$

Die Funktion  $f(x) = \cos(\pi x/2)$  wird durch eine Konstante (Typ a in Bild 4) mit dem Widerstand  $R' = R_0$  und einem Diodennetzwerk für

$$f^*(x) = \cos(\pi x/2) - 1$$

erzeugt. In Bild 10 ist der Temperaturfehler für verschiedene  $m$  gezeigt, für den Fall, daß  $R'$  ein Metallfilmwiderstand mit verschwindend kleinem Temperaturkoeffizienten ist. Es ergibt sich  $m_{\text{opt}} = 7$ , aber auch mit  $m = 5$  erreicht man schon Temperaturfehler von kleiner  $0,7 \cdot 10^{-4}/\text{grad}$ .

### 3.4 Temperaturfehler der Funktion $f(x) = \sin \pi x$

Approximiert wird durch einen konstanten Anstieg (Typ b in Bild 4) mit dem Widerstand  $R' = R_0/\pi$  und einem Diodennetzwerk zur Erzeugung der Funktion

$$f^*(x) = \sin \pi x - \pi x.$$

Wählt man für den konstanten Anstieg einen Widerstand mit dem Temperaturkoeffizienten  $\varrho' = -3 \cdot 10^{-4}/\text{grad}$  und ein Diodennetzwerk mit  $m = 3$  Kompensationsdioden (Bild 11), so bleibt der Temperaturfehler im gesamten Approximationsbereich kleiner  $0,5 \cdot 10^{-4}/\text{grad}$ .

### 3.5 Temperaturfehler der Funktion $f(x) = \cos \pi x$

Bei dieser Funktion muß der Approximationsbereich in zwei Bereiche mit verschiedener Anzahl von Kompensationsdioden aufgeteilt werden (Gl. (15)). Approximiert wird hier durch eine Konstante (Typ a in Bild 4) mit  $R' = R_0$  und ein Diodennetzwerk für

$$f^*(x) = \cos \pi x - 1.$$

Wählt man (Bild 12)  $m = 5$  für den Bereich  $0 \leq x \leq 0,5$ ,  $s = 1$  Kompensationsdioden für den Bereich  $0,5 < x \leq 1$  und für die Konstante einen Widerstand  $R'$  mit  $\varrho' = -3 \cdot 10^{-4}/\text{grad}$ , so bleibt der Temperaturfehler kleiner  $1,5 \cdot 10^{-4}/\text{grad}$ .

### 3.6 Temperaturkompensation bei einstellbaren Funktionsgebern

Das bei festgestellten Funktionsgebern verwendete Kompensationsverfahren erfordert eine feste Anzahl von Kompensationsdioden, die abhängig ist von der zu approximierenden Funktion. Dieses Verfahren ist daher für einstellbare Funktionsgeber nicht anwendbar, da  $m$  bzw.  $s$  für jede neue Funktion neu bestimmt werden müßte. Es muß daher jede einzelne Approximationsdiode kompensiert werden (Bild 6). Die Anlaufspannung der Diode  $D_i$  mit ihrem Temperaturgang wird durch zwei Dioden  $D_1$  und  $D_2$  in Serie mit der Vorspannung  $E \cdot x_{vi}$  gerade aufgehoben, wenn  $R_v = R$  gewählt wird. Der Knickpunkt  $x_{Ki}$  wird damit praktisch unabhängig von der Temperatur, muß aber jetzt durch verschiedene Vorspannungen  $E \cdot x_{vi}$  erzeugt werden, die man mit einem niederohmigen Spannungsteiler aus der Referenzspannung  $E$  ableitet. Wählt man für  $R, R_1, R_2$  und  $R_0$  in Bild 6 Widerstände mit gleichem Temperaturkoeffizienten, so sind auch die Anstiege temperaturunabhängig.

### 4. Fehlermessung und Eichung

Der Approximationsfehler  $\sigma(x)$  (Gl. 10) kann leicht gemessen werden, wenn die exakte Funktion  $f(x)$  zur Verfügung steht. In vielen Fällen kann man für  $f(x)$  eine Differentialgleichung aufstellen und diese auf einem Analogrechner lösen. Mit  $x = \alpha t$  liefert dann der Analogrechner die Vergleichsfunktion  $f(\alpha t)$  (Bild 13). Der Funktionsgeber wird mit  $x = \alpha t$  gespeist, der Fehler  $\sigma(\alpha t)$  durch Differenzbildung gewonnen und auf einem Oszillographen angezeigt. Der Analogrechner arbeitet repetierend, so daß der Fehler  $\sigma(\alpha t)$  als stehendes Bild auf dem Oszillographen erscheint.

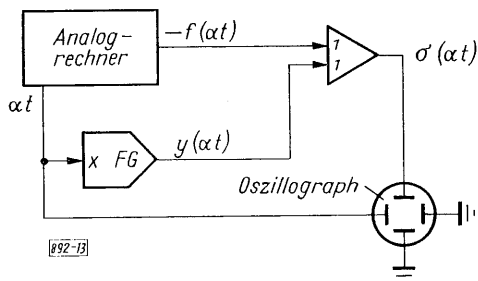
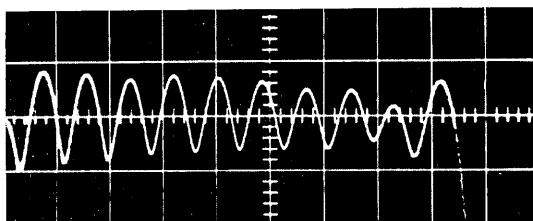


Bild 13: Fehlermessung

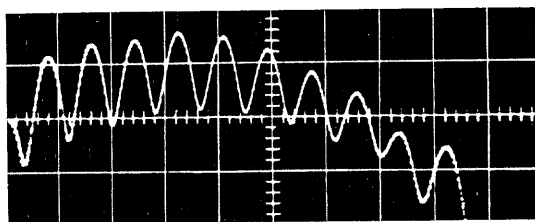
Die Vergleichsfunktion  $f(\alpha t)$  muß natürlich genauer als die Approximationsfunktion sein. Dies gelingt mit einem Präzisionsanalogrechner leicht, wenn  $f(\alpha t)$  als Lösung einer linearen Differentialgleichung gewonnen werden kann, was für die hier behandelten Funktionen  $x^2, \sin \alpha x$  und  $\cos \alpha x$  der Fall ist. Die beschriebene Meßmethode ist besonders für die Dimensionierung und Eichung von festgestellten Funktionsgebern und Parabelmultiplizierern von großem Nutzen.

### 5. Meßwerte

Im folgenden werden gemessene Fehler von Parabelmultiplizierern und von festgestellten Funktionsgebern für Sinus und Cosinus gezeigt. Wegen der Symmetrie der Fehler [6] ist nur der Bereich  $0 \leq x \leq 1$  aufgenommen. Der Parabelmultiplizierer ist mit zehn Dioden je Parabelast [8] aufgebaut. Zur Temperaturkompensation wurden  $m = 5$  Dioden verwendet. Bild 14a zeigt den Approximationsfehler bei Eichtemperatur ( $25^\circ\text{C}$ ), Bild 14b bei  $35^\circ\text{C}$ . Der maximale Temperaturfehler liegt bei  $x = 0,4$  und  $x = 1$  und hat einen Wert von  $\Delta \sigma / \Delta T \approx 0,5 \cdot 10^{-4} / \text{grad}$ . Diese Werte entsprechen genau den berechneten (Abschn. 3.1).

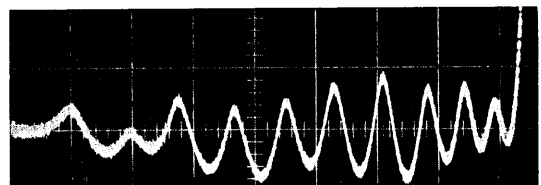


a) bei  $25^\circ\text{C}$

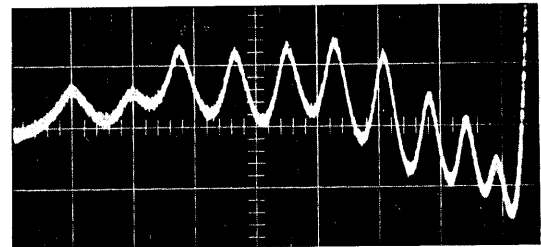


b) bei  $35^\circ\text{C}$

Bild 14: Approximationsfehler  $\sigma$  der Funktion  $f(x) = x^2$ , vertikaler Maßstab für  $\sigma: 5 \cdot 10^{-4}$  pro Teilstrich, horizontaler Maßstab für  $x: 0,125$  pro Teilstrich

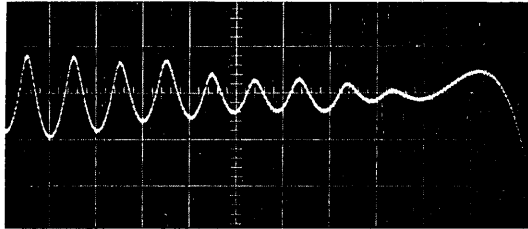


a) bei  $25^\circ\text{C}$

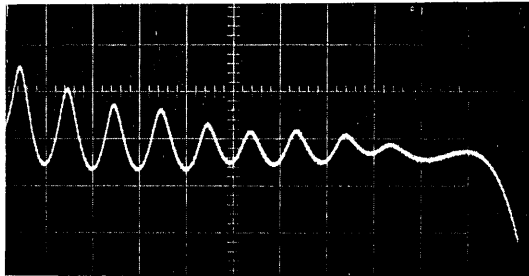


b) bei  $35^\circ\text{C}$

Bild 15: Approximationsfehler  $\sigma$  der Funktion  $f(x) = \sin(\pi x/2)$ , vertikaler Maßstab für  $\sigma: 5 \cdot 10^{-4}$  pro Teilstrich, horizontaler Maßstab für  $x: 0,125$  pro Teilstrich



a) bei 25 °C



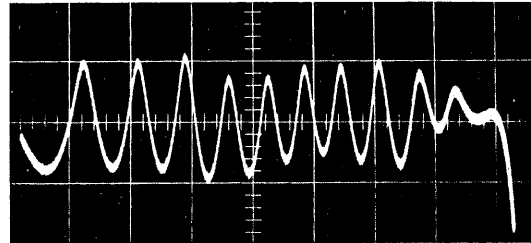
b) bei 35 °C

Bild 16: Approximationsfehler  $\sigma$  der Funktion  $f(x) = \cos(\pi x/2)$ , vertikaler Maßstab für  $\sigma: 5 \cdot 10^{-4}$  pro Teilstrich, horizontaler Maßstab für  $x: 0,1$  pro Teilstrich

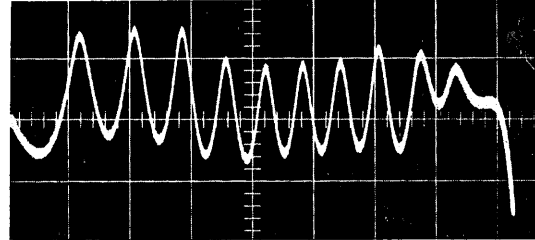
Bild 15 zeigt den Approximationsfehler für die Funktion  $f(x) = \sin(\pi x/2)$ . Der Funktionsgeber ist mit zehn Dioden für den betrachteten Bereich  $0 \leq x \leq 1$  und ohne Kompensationsdioden aufgebaut (vgl. Abschn. 3.2). Der Temperaturfehler ist am größten bei  $x = 1$  ( $0,6 \cdot 10^{-4}/\text{grad}$ ) und stimmt mit dem berechneten Verlauf (Bild 9) gut überein. Der Funktionsgeber für  $f(x) = \cos(\pi x/2)$  (Bild 16) ist mit neun Dioden und  $m = 5$  Kompensationsdioden aufgebaut. Bild 17 zeigt den Approximationsfehler für die Funktion  $f(x) = \sin \pi x$ . Der Funktionsgeber ist mit zehn Dioden und drei Kompensationsdioden aufgebaut. In Bild 18 ist der Fehler eines mit zehn Dioden aufgebauten Funktionsgebers für die Funktion  $f(x) = \cos \pi x$  dargestellt. Dabei wurden  $m = 5$  und  $s = 1$  Kompensationsdioden verwendet. Bei all diesen Beispielen stimmen die gemessenen Temperaturfehler mit den berechneten (Bilder 8 bis 12) sehr gut überein.

#### Literatur

- [1] G. Meyer-Brötz, A. Kley, W. Giloi, G. Hausmann: Stand und Entwicklung der Technik der analogen und hybriden Rechner. *Telefunken-Zeitung* 39 (1966) H. 1, S. 4...16
- [2] G. Meyer-Brötz und E. Heim: Ein breitbandiger Operationsverstärker mit Silizium-Transistoren. *Telefunken-Zeitung* 39 (1966) H. 1, S. 16...32.
- [3] W. Schneider: Ein transistorisierter Time-Division-Multiplikator hoher Genauigkeit. *Telefunken-Zeitung* 33 (1960) H. 129, S. 180...197.
- [4] H. Schmidt: A transistorized all electronic cosine/sinefunction generator. *IRE Wescon Convention Record*, 1958, Part 4, S. 89...108.
- [5] G. A. Korn und Th. M. Korn: *Electronic Analog Computers*. McGraw-Hill, 1956, New York.
- [6] W. Schneider: Zur Fehlerabschätzung bei Diodenfunktionsgebern. *Telefunken-Zeitung* 39 (1965) H. 1, S. 39...51.
- [7] D. B. Popovic: Analytical function generation and its application. Vortrag auf der 4. AICA-Konferenz, Brighton, 14. bis 18. Sept. 1964.
- [8] W. Schneider: Ein Multiplikator nach dem Zwei-Parabel-Verfahren. *Telefunken-Zeitung* 30 (1957) H. 116, S. 141...145.
- [9] A. Kley: Steuerung, Anwahl und Prüfung beim Präzisions-Analogrechner RA 800. *Telefunken-Zeitung* 33 (Sept. 1960) H. 129, S. 204...210.

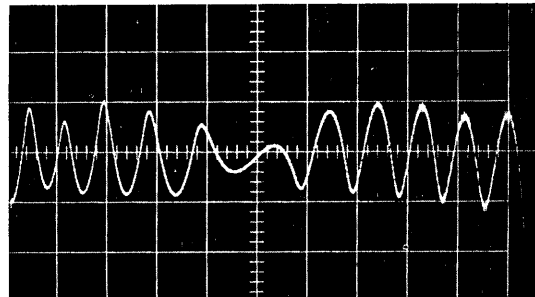


a) bei 25 °C

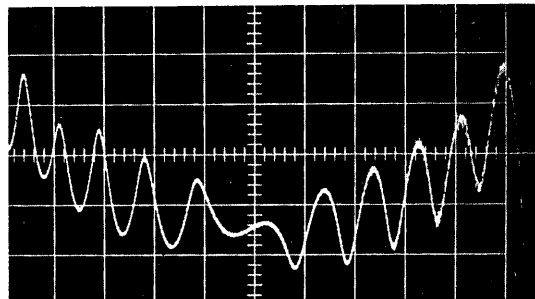


b) bei 35 °C

Bild 17: Approximationsfehler  $\sigma$  der Funktion  $f(x) = \sin \pi x$ , vertikaler Maßstab für  $\sigma: 10^{-3}$  pro Teilstrich, horizontaler Maßstab für  $x: 0,125$  pro Teilstrich



a) bei 25 °C



b) bei 35 °C

Bild 18: Approximationsfehler  $\sigma$  der Funktion  $f(x) = \cos \pi x$ , vertikaler Maßstab für  $\sigma: 10^{-3}$  pro Teilstrich, horizontaler Maßstab für  $x: 0,1$  pro Teilstrich

# Ein elektronischer Koordinatenwandler

Von A. Kley und E. Heim

Eine wichtige Aufgabe in der Analogrechentechnik ist die Transformation von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten und umgekehrt, sowie die Drehung von Koordinatensystemen um gegebene Winkel [1] [2]. In Gleichspannungs-Analogrechnern werden solche Transformationen meist mit elektromechanischen Servoelementen durchgeführt, wobei Potentiometer mit sinus- und cosinus-förmigen Widerstandsbelag verwendet werden. Die geringe Bandbreite von Servoelementen verbietet aber ihren Einsatz bei Aufgaben, die einen schnell repetierenden oder iterierenden Betrieb des Analogrechners erfordern [3]. Eine höhere Bandbreite erhält man mit dem timedivision-Verfahren [4], jedoch erreicht man wegen der erforderlichen Filterung auch hier nur eine Bandbreite, die noch wesentlich unter der linearer Rechenelemente liegt. Durch die Möglichkeit, genaue und temperaturstabile Diodenfunktionsgeber und Parabelmultiplizierer zu bauen [5] [6], gelingt es, breitbandige Koordinatenwandler zu schaffen. Man erreicht damit bei hoher Bandbreite eine Genauigkeit, die von derselben Größenordnung wie die eines hochpräzisen Servowandlers ist.

## 1. Transformation von Koordinatensystemen

Bei der Transformation von Polarkoordinaten in kartesische Koordinaten sind die Polarkoordinaten  $R$  und  $\varphi$  eines Punktes  $P$  gegeben (Bild 1 a), gesucht sind seine kartesischen Koordinaten  $x$  und  $y$ .

$$x = R \cos \varphi, \quad y = R \sin \varphi. \quad (1)$$

Bild 1 b zeigt die zugehörige Rechenschaltung und Bild 1 c die Realisierung durch einen Servowandler, wobei der normierte Winkel

$$\Theta = \frac{\varphi}{\pi} \quad (2)$$

eingeführt ist.

Bei der Transformation von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten sind die kartesischen Koordinaten  $x$  und  $y$  eines Punktes  $P$  gegeben (Bild 2 a), gesucht sind seine Polarkoordinaten  $R$  und  $\varphi$ .

$$R = x \cdot \cos \varphi + y \cdot \sin \varphi, \quad (3a)$$

$$0 = x \cdot \sin \varphi - y \cdot \cos \varphi. \quad (3b)$$

Die Berechnung von  $\varphi$  erfolgt nach Bild 2 b implizit [1] mit Hilfe eines Regelverstärkers  $V_\varphi$ . Bild 2 c zeigt die Realisierung durch einen Servowandler.

Der wesentliche Vorteil von Servoschaltungen für die erwähnten Transformationen liegt darin, daß die sinus-cosinus-Potentiometer gleichzeitig die Multiplikationen mit  $R$  bzw.  $x$  und  $y$  liefern. Bei einer rein elektronischen Schaltung nach Bild 1 b und Bild 2 b werden zusätzliche Multiplizierer gebraucht.

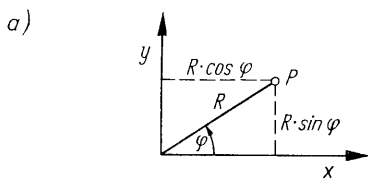
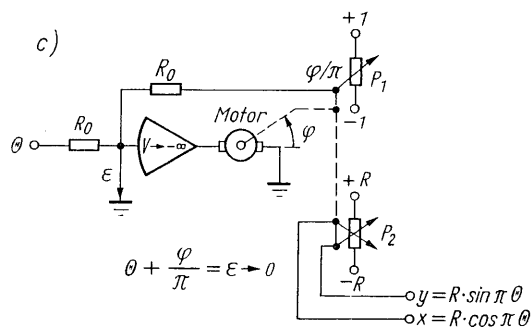
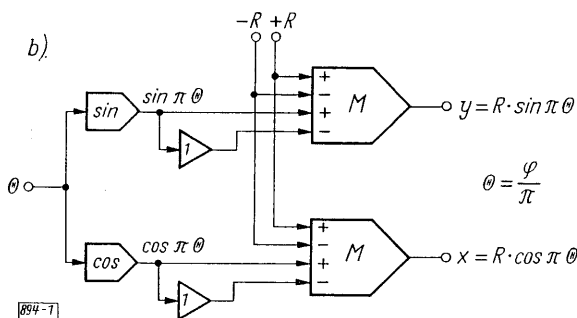


Bild 1: Transformation von Polarkoordinaten in kartesische Koordinaten.  
a) geometrische Darstellung  
b) Rechenschaltung  
c) Servo-Koordinatenwandler





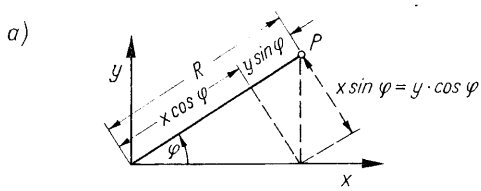
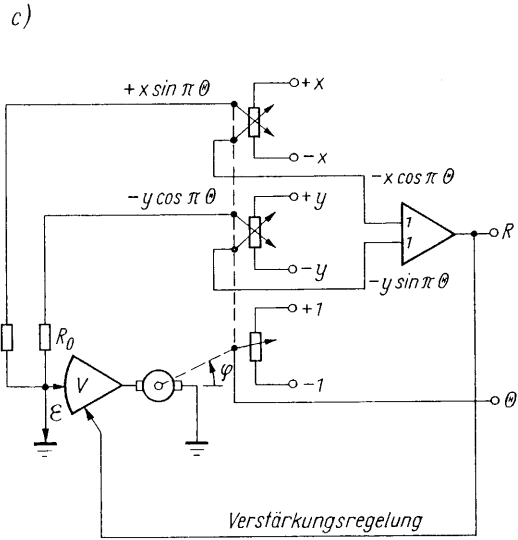
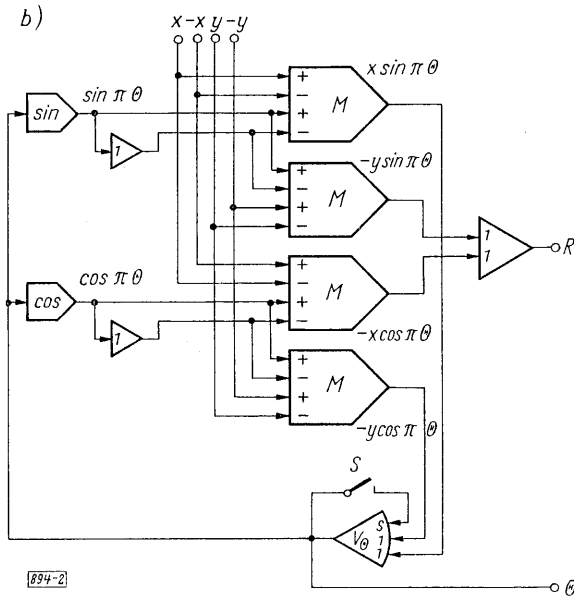


Bild 2: Transformation von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten

- a) geometrische Darstellung
- b) Rechenschaltung
- c) Servo-Koordinatenwandler



## 2. Die sinus-cosinus-Funktionsgeber

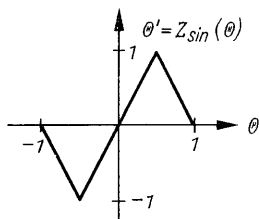
Die beiden Funktionen  $\sin(\pi\theta)$  und  $\cos(\pi\theta)$  in Bild 1 b und Bild 2 b müssen für einen Bereich  $-1 \leq \theta \leq +1$  der Eingangsvariablen  $\theta$  verfügbar sein. Dies wird durch Diodennetze mit einem Fehler von ungefähr  $10^{-3}$  (bezogen auf vollen Aussteuerbereich) erreicht [6]. Mit einer höheren Genauigkeit von  $0,5 \cdot 10^{-3}$  können in diesem Bereich nur die Funktionen  $\sin(\pi\theta/2)$  und  $\cos(\pi\theta/2)$  approximiert werden. Diese Schwierigkeit kann man umgehen, indem man Funktionsgeber von der Form

$$F(\theta') = \sin(\pi\theta'/2)$$

mit „verzerrten“  $\theta'$  speist und  $\theta'$  mit anderen, exakten Funktionsgebern aus  $\theta$  erzeugt (Bild 3). Die Verzerrerfunktionen

$$\theta \rightarrow Z_{\sin} \rightarrow \theta' \rightarrow \sin \frac{\pi}{2} \theta' = \sin \pi \theta$$

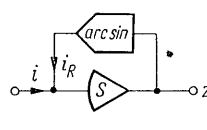
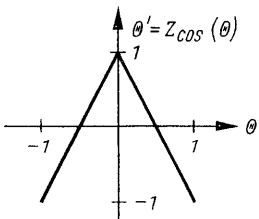
$$\theta' = Z_{\sin}(\theta), \quad \theta' = Z_{\cos}(\theta)$$



zeigt Bild 3. Sie können mit idealisierten Dioden [2] [7] mit einem Fehler  $< 0,1\%$  aufgebaut werden. Man benötigt dann aber zur Bildung von  $\sin(\pi\theta)$  und  $\cos(\pi\theta)$  insgesamt neun Verstärker.

Zu einer viel sparsameren Schaltung kommt man, wenn man  $\sin(\pi\theta'/2)$  durch ein arcsin-Netzwerk in der Rückführung eines Verstärkers erzeugt (Bild 4).  $\theta'$  kann direkt dem Summenpunkt des Verstärkers als Strom angeboten werden. Zur Bildung von  $i_R$

$$\theta \rightarrow Z_{\cos} \rightarrow \theta' \rightarrow \sin \frac{\pi}{2} \theta' = \cos \pi \theta$$



$$i_R = i_0 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \arcsin z$$

$$i = i_0 \cdot \theta'$$

$$z = -\sin \frac{\pi}{2} \theta'$$

Bild 3: Schaltungen zur Erzeugung der Funktion  $\sin(\pi\theta)$  und  $\cos(\pi\theta)$  mit  $\sin(\pi\theta'/2)$ -Funktionsgebern und Vorverzerrern  $Z_{\sin}$ ,  $Z_{\cos}$

Bild 4: Erzeugung der Funktion  $\sin(\pi\theta'/2)$  durch ein arcsin-Netzwerk in der Rückführung eines Rechenverstärkers

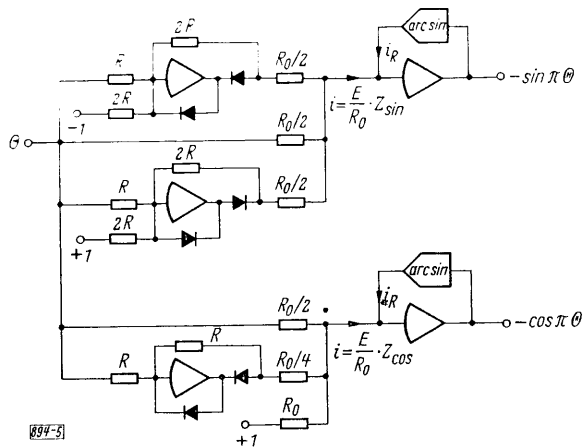


Bild 5: Schaltung für  $\sin(\pi\theta)$  und  $\cos(\pi\theta)$

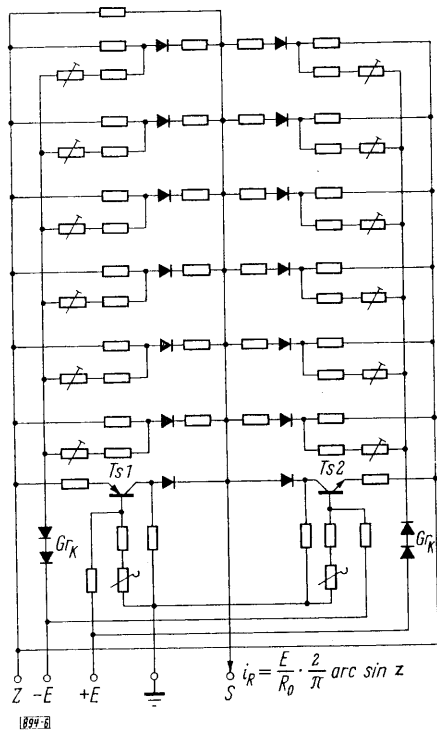
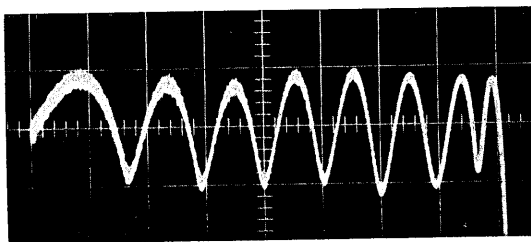
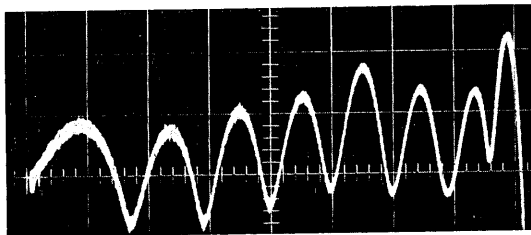


Bild 6: Der arcsin-Funktionsgeber



a) bei 25 °C



b) bei 35 °C

mit einem Diodennetzwerk wird  $z$  mit nur einem Vorzeichen benötigt. Die gesamte Schaltung zur Erzeugung von  $\sin(\pi\theta)$  und  $\cos(\pi\theta)$  zeigt Bild 5. Sie benötigt nur noch fünf Rechenverstärker.

Die arcsin-Netzwerke können durch zwei mal sieben vorgespannte Dioden mit einem Fehler von  $0,5\%$  realisiert werden (Bild 6). Besondere Aufmerksamkeit verlangt die Erzeugung des hohen Anstiegs der Diodenelemente, deren Knickpunkte nahe bei  $\pm 1$  liegen. Die Spannung an diesen Dioden wird dabei mit den Transistoren  $Ts1$  und  $Ts2$  in Basis-Schaltung verstärkt. Die Dioden  $Gr_K$  dienen zur Temperaturkompensation [5] [6]. Bild 7 zeigt den auf Vollaussteuerung bezogenen Approximationsfehler  $\sigma$  der Schaltung nach Bild 4 im Bereich  $0 \leq \theta' \leq 1$  bei zwei verschiedenen Temperaturen.

In Bild 8 ist der Approximationsfehler im Bereich  $0 \leq \theta \leq 1$  bei Verwendung eines Vorverzerrers  $Z_{\sin}$  nach Bild 5 dargestellt. Der Fehler bleibt in einem Temperaturbereich von  $15^\circ\text{C}$  bis  $35^\circ\text{C}$  kleiner  $10^{-3}$ .

### 3. Zur Stabilität bei der Transformation von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten

Bei dieser Transformation (Bild 2b) wird über den Regelverstärker  $V_\theta$  die Funktion

$$F(\theta) = x \sin \pi \theta - y \cos \pi \theta$$

gegen Null geregelt. Die möglichen Lösungen  $\theta^L$  sind damit durch

$$x \sin \pi \theta = y \cos \pi \theta$$

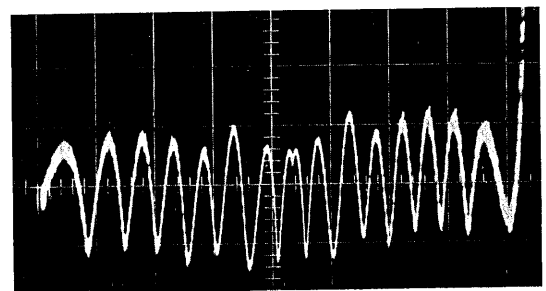


Bild 8: Approximationsfehler  $\sigma$  der Funktion  $\sin(\pi\theta)$  mit Vorverzerrer  $Z_{\sin}$   
horizontaler Maßstab für  $\theta$ : 0,125 je Skalenteil,  
vertikaler Maßstab für  $\sigma$ :  $0,5 \cdot 10^{-3}$  je Skalenteil

Bild 7: Approximationsfehler  $\sigma$  der Funktionen  $\sin(\pi\theta'/2)$ .  
horizontaler Maßstab für  $\theta'$ : 0,125 je Skalenteil,  
vertikaler Maßstab für  $\sigma$ :  $0,5 \cdot 10^{-3}$  je Skalenteil

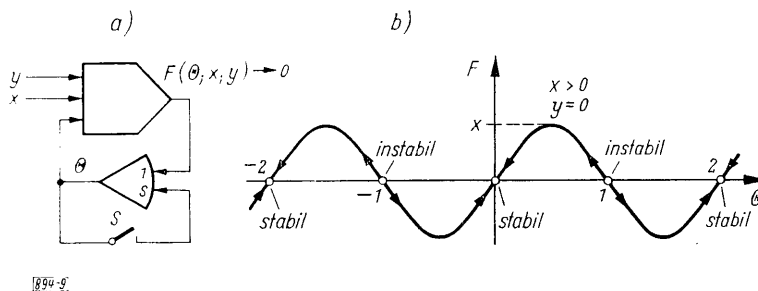


Bild 9: Berechnung von  $\Theta$  über die Regelschleife  
 a) vereinfachte Schaltung,  
 b) zur Stabilität der Schleife bei  $x > 0, y = 0$

gegeben und wiederholen sich in Abständen von  $\pi$ :

$$\Theta_L = \Theta_{L0} + k \cdot \pi, \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

Diese Lösungen sind nicht alle stabil. Die stabilen Lösungen müssen der Bedingung

$$\left[ \frac{dF(\Theta)}{d\Theta} \right]_{\Theta = \Theta_L} > 0$$

genügen. Dies ist in Bild 9 an einem Beispiel ( $y = 0; x > 0$ ) dargestellt. Wie man sich leicht überlegen kann, wird in diesem Beispiel die stabile Lösung  $\Theta_L = 0$  von allen Anfangszuständen  $|\Theta| < 1$  aus erreicht, während für Anfangszustände  $1 < \Theta < 3$  und  $-3 < \Theta < -1$  die stabilen Lösungen  $\Theta_L = 2$  bzw.  $\Theta_L = -2$  angestrebt werden. Da die Funktion  $F(\Theta)$  nur im Bereich  $|\Theta| \leq 1$  realisiert werden kann und der Regelverstärker nur eine begrenzte Aussteuerfähigkeit hat, existieren in einer Schaltung nach Bild 2b die stabilen Lösungen außerhalb des Bereichs  $|\Theta| \leq 1$  nicht.

Wird  $|\Theta|$  aus irgendeinem Grund (z. B. bei Übersteuerung oder beim Einschalten des Rechners) größer als eins, so bleibt die Schaltung in der Übersteuerung. Es läßt sich zeigen, daß für alle Kombinationen von  $x$  und  $y$  die stabile Lösung im Bereich  $|\Theta| \leq 1$  ausgehend von  $\Theta = 0$  erreicht wird. Diese Tatsache ermöglicht eine einfache Rückholschaltung, welche die Regelschleife nach einer Übersteuerung automatisch wieder auf die stabile Lösung stellt. Bei Übersteuerung von  $V_\Theta$  wird der Schalter  $S$  automatisch geschlossen (Bild 2b) und  $\Theta$  auf den Wert Null gestellt, solange  $V_\Theta$  übersteuert ist. Nach Beendigung der Übersteuerung öffnet  $S$  wieder und die Schaltung stellt sich ausgehend von  $\Theta = 0$  auf die stabile Lösung  $\Theta_L$  ein.

#### 4. Fehlerabschätzung

##### 4.1 Fehler bei der Transformation von Polar- in kartesische Koordinaten

Die Erzeugung der Funktionen  $\sin(\pi\Theta)$  und  $\cos(\pi\Theta)$  nach Bild 1b geschehe mit einem Fehler  $\pm\sigma$ , die Produktbildung mit einem Fehler  $\pm\sigma_M$ . Dadurch sind die Ausgangsgrößen  $x$  und  $y$  mit den Fehlern  $\sigma_x$  und  $\sigma_y$  behaftet, die sich aus

$$y + \sigma_y = R(\sin \pi\Theta \pm \sigma) \pm \sigma_M \quad x + \sigma_x = R(\cos \pi\Theta \pm \sigma) \pm \sigma_M$$

ergeben. Die maximalen Fehler ergeben sich für  $R = 1$  und werden

$$|\sigma_x| = |\sigma_y| \leq \sigma + \sigma_M. \quad (4)$$

Erreichbare Werte sind [6]  $\sigma$  bzw.  $\sigma_M = 0,5 \cdot 10^{-3}$ , so daß  $|\sigma_x|$  bzw.  $|\sigma_y| \leq 1 \cdot 10^{-3}$  wird.

Beim Servowandler (Bild 1c) entstehen Fehler der Ausgangsgrößen durch den Linearitätsfehler  $\sigma_L$  des Servopotentiometers  $P_1$ , den Fehler  $\sigma_S$  des sinus-cosinus-Potentiometers  $P_2$  und durch die Fehlerspannung  $\varepsilon$  am Eingang des Regelverstärkers, die durch Reibung entsteht [8]. Die Winkelstellung  $\varphi$  des Schleifers von  $P_1$  wird auf den Wert

$$\varphi = \pi\Theta \pm \pi(\sigma_L + \varepsilon)$$

geregelt, und die Ausgangsgrößen werden für kleine  $\varepsilon, \sigma_L$

$$y + \sigma_y = R \sin \pi\Theta \pm R \cos \pi\Theta \cdot \pi(\sigma_L + \varepsilon) \pm \sigma_S$$

$$x + \sigma_x = R \cos \pi\Theta \pm R \sin \pi\Theta \cdot \pi(\sigma_L + \varepsilon) \pm \sigma_S.$$

Die maximalen Fehler ergeben sich wieder für  $R = 1$  und damit ist

$$|\sigma_x| = |\sigma_y| \leq \pi (\sigma_L + \varepsilon) + \sigma_S. \quad (5)$$

Die besten, sehr kostspieligen Rechenpotentiometer haben Fehler von  $\sigma_L = 2 \cdot 10^{-4}$  und  $\sigma_S = 5 \cdot 10^{-4}$ ,  $\varepsilon$  kann auf den Wert  $10^{-4}$  gebracht werden, so daß  $|\sigma_x|$  bzw.  $|\sigma_y| \leq 1,5 \cdot 10^{-3}$  wird. Der Fehler eines elektronischen Koordinatenwandlers ist also hier von derselben Größe wie der eines hochpräzisen Servowandlers.

#### 4.2 Fehler bei der Transformation von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten

Infolge der Funktionsgeberfehler  $\sigma$  und der Fehler  $\sigma_M$  der Multiplizierer regelt sich der Winkel  $\Theta$  auf einen falschen Wert  $\Theta + \sigma_\Theta$  ein. Den Winkelfehler  $\sigma_\Theta$  erhält man aus

$$x \{ \sin \pi (\Theta + \sigma_\Theta) \pm \sigma \} - y \{ \cos \pi (\Theta + \sigma_\Theta) \pm \sigma \} \pm 2 \sigma_M = 0.$$

daraus folgt für kleine  $\sigma_\Theta$  und  $R \leq 1$  mit Gl. (3)

$$|\sigma_\Theta| \leq \frac{2 \cdot \sigma_M}{\pi \cdot R} + \frac{\sigma \cdot (x + y)}{\pi \cdot R} \leq \frac{2 \cdot \sigma_M}{\pi \cdot R} + \sigma \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi}. \quad (6)$$

Der durch die Multiplizierer entstehende Fehleranteil wächst mit fallendem  $R$ . Dies gilt für einen Bereich  $0,1 \leq R \leq 1$ . Bei noch kleinerem  $R$  nehmen auch die Multipliziererfehler  $\sigma_M$  ab, so daß der Fehler nicht mehr weiter ansteigt. Bei vielen Anwendungen ist außerdem bei kleinem  $R$  ein größerer Winkelfehler  $\sigma_\Theta$  erlaubt. Den Fehler  $\sigma_R$  von  $R$  erhält man aus Gl. (3a):

$$R + \sigma_R = x \{ \cos \pi (\Theta + \sigma_\Theta) \pm \sigma \} + y \{ \sin \pi (\Theta + \sigma_\Theta) \pm \sigma \} \pm 2 \sigma_M.$$

Daraus ergibt sich für kleine  $\sigma_\Theta$  und  $R \leq 1$

$$|\sigma_R| \leq (x + y) \cdot \sigma + 2 \sigma_M \leq \sqrt{2} \cdot \sigma + 2 \sigma_M. \quad (7)$$

Für die obengenannten Zahlenwerte für  $\sigma$  und  $\sigma_M$  erhält man

$$|\sigma_\Theta| \leq \left( 0,22 + \frac{0,32}{R} \right) \cdot 10^{-3}, \quad |\sigma_R| \leq 1,7 \cdot 10^{-3}.$$

Beim Servowandler (Bild 2c) kann man den Winkelfehler  $\sigma$  der Motorstellung aus

$$x \{ \sin (\varphi + \sigma_\varphi) \pm \sigma_S \} - y \{ \cos (\varphi + \sigma_\varphi) \pm \sigma_S \} = \varepsilon$$

berechnen. Daraus ergibt sich für kleine  $\sigma$  und  $R \leq 1$  mit den Gln. (3a) und (3b)

$$|\sigma_\varphi| \leq \frac{\varepsilon}{R} + \sqrt{2} \cdot \sigma_S.$$

Bei konstantem  $\varepsilon$  würde auch hier  $\sigma_\varphi$  mit fallendem  $R$  wachsen. Es besteht aber die Möglichkeit, durch Regelung der Verstärkung des Regelverstärkers  $V$  die Fehlerspannung in einem Bereich  $0,01 \leq R \leq 1$  proportional  $R$  zu machen [1]

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot R.$$

Dadurch wird  $\sigma_\varphi$  in diesem Bereich unabhängig von  $R$

$$|\sigma_\varphi| \leq \varepsilon_0 + \sqrt{2} \cdot \sigma_S.$$

Der Fehler  $\sigma_\Theta$  am Ausgang des linearen Potentiometers  $P_1$  wird dann

$$|\sigma_\Theta| \leq \frac{\varepsilon_0}{\pi} + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sigma_S + \sigma_L. \quad (8)$$

Der Fehler in  $R$  ergibt sich mit  $R \leq 1$

$$|\sigma_R| \leq (x + y) \cdot \sigma_S \leq \sqrt{2} \cdot \sigma_S. \quad (9)$$

Mit den obengenannten Werten für  $\sigma_S$ ,  $\sigma_L$  und  $\varepsilon_0$  erhält man

$$|\sigma_\theta| \leq 0,5 \cdot 10^{-3}, \quad |\sigma_S| \leq 0,7 \cdot 10^{-3}.$$

## 5. Das Gerät

Die Rechenschaltungen nach Bild 1 b und Bild 2 b lassen sich im Prinzip auf einem Analogrechner programmieren, wenn die erforderlichen sin-cos-Funktionsgeber und Multiplizierer vorhanden sind. Es ist jedoch zweckmäßig und für den Programmierer bequemer, wenn diese Schaltungen in einem Gerät fest verdrahtet und nur die erforderlichen Aus- und Eingänge auf dem Programmierbrett vorhanden sind. Dies gilt um so mehr, als für ein einwandfreies Arbeiten die Rückholschaltung (vgl. Abschn. 3) erforderlich ist. Bild 10 zeigt einen Einschub „Elektronischer Resolver“, der zum Einsatz im Präzisions-Analogrechner RA 800 HYBRID bestimmt ist und in dem die Schaltungen für beide Transformationsrichtungen fest verdrahtet sind. Die Umschaltung erfolgt durch Tasten auf der Frontplatte des Einschubs. Ist das Gerät zur Transformation von Polarkoordinaten in kartesische Koordinaten geschaltet, so kann auch die Drehung von kartesischen Koordinatensystemen gemäß den Beziehungen [1]

$$x = R_1 \cos \varphi + R_2 \sin \varphi, \quad y = -R_1 \sin \varphi + R_2 \cos \varphi \quad (10)$$

vorgenommen werden. Dabei sind  $R_1$ ,  $R_2$  die gegebenen Koordinaten im kartesischen Koordinatensystem ( $R_1$ ,  $R_2$ ) und  $x$ ,  $y$  die gesuchten Koordinaten in dem um  $\varphi$  gegen ( $R_1$ ,  $R_2$ ) gedrehten System ( $x$ ,  $y$ ). Dies ist möglich, weil zur Transformation von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten ohnehin vier Multiplizierernetzwerke vorhanden sein müssen (Bild 2 c). Die Multiplizierernetzwerke und sechs Rechenverstärker stehen für andere Rechenoperationen zur Verfügung, wenn das Gerät nicht zur Koordinatentransformation benutzt wird. Eine Umschaltung dafür ist ebenfalls durch Tasten auf der Frontplatte möglich.

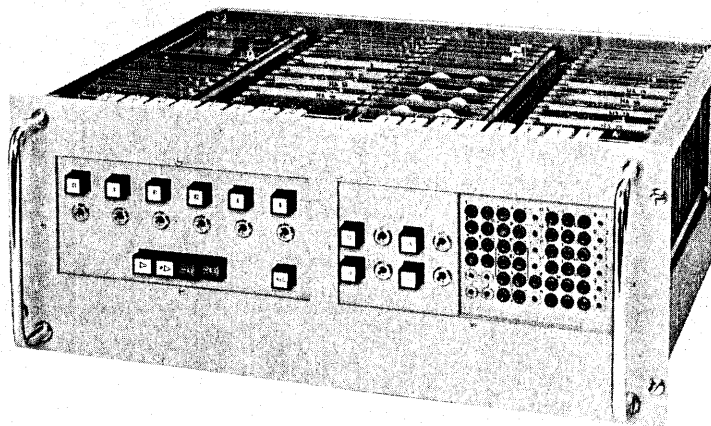


Bild 10:  
Einschub „Elektronischer Resolver“  
für Präzisions-Analogrechner  
RA 800 HYBRID

## Literatur

- [1] G. A. Korn, Th. M. Korn: Electronic analog computers. McGraw-Hill, New York (1956).
- [2] W. Giloi und R. Lauber: Analogrechnen. Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg, 1963
- [3] W. Giloi, A. Kley, R. Herschel, Haußmann und P. Wiesenthal: Aufbau und Anwendung des hybriden Analogrechners. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 66...81
- [4] H. Schmidt: A transistorized all electronic cosine/sinefunction generator. IRE Wescon Convention Record. Pt. 4 (1958) S. 89...108.
- [5] W. Schneider: Zur Fehlerabschätzung bei Diodenfunktionsgebern. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 39...51.
- [6] A. Kley und E. Heim: Funktionsgeber und Multiplizierer mit Halbleiterdioden. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 52...59.
- [7] R. Herschel und W. Giloi: Rechenanleitung für Analogrechner. Telefunken-Fachbuch. Herausgeber: Telefunken AG. Geschäftsbereich Anlagen/Hochfrequenz, Fachbereich Informationstechnik, Konstanz (1962).
- [8] G. Meyer-Brötz: Operations-Servos in Gleichspannungs-Analogrechnern. Telefunken-Zeitung 33 (1960) H. 129, S. 198...203.

# Aufbau und Anwendung des hybriden Analogrechners

Von W. Giloi, A. Kley, R. Herschel, G. Haußmann und P. Wiesenthal

Der hybride Analogrechner besitzt alle bekannten analogen Rechenelemente, zusätzlich aber eine Anzahl digitaler Elemente und Steuereinrichtungen, die zur Steuerung der üblichen Betriebsarten und des Anwahlsystems sowie zur frei programmierbaren Verwendung dienen können [1]. Dadurch werden komplexere Rechenabläufe und -operationen möglich, als es beim normalen Analogrechner der Fall ist. Der hybride Analogrechner ist ferner geeignet, mit einem Digitalrechner zu einem hybriden Rechnersystem [2] verbunden zu werden.

Eine einführende Beschreibung der Organisation eines solchen Rechners wurde bereits an anderer Stelle [1] gegeben; die detaillierte Beschreibung eines modernen hybriden Analogrechners findet sich ebenfalls in diesem Heft [3] [4]. Es genügt daher, an dieser Stelle in aller Kürze und nur soweit, wie es zur Ergänzung der in [1] gegebenen Übersicht notwendig erscheint, auf den Aufbau des hybriden Analogrechners einzugehen. An einigen typischen Beispielen wird gezeigt, wie die besonderen Eigenschaften des hybriden Analogrechners, der automatische Ablauf iterativer Rechnungen und darüber hinaus die freie Programmierbarkeit komplexer Rechenabläufe genutzt werden können. Eine Aufzählung der wichtigsten Anwendungsfälle für hybride Analogrechner ist in der in [2] gegebenen Aufzählung (Klasse A) enthalten. Selbstverständlich sind darüber hinaus auf dem hybriden Analogrechner auch alle Aufgaben in gewohnter Weise zu bearbeiten, für die ein herkömmlicher Analogrechner zwar ausreichen würde, wobei aber der zusätzliche Bedienungskomfort viele Erleichterungen bringt.

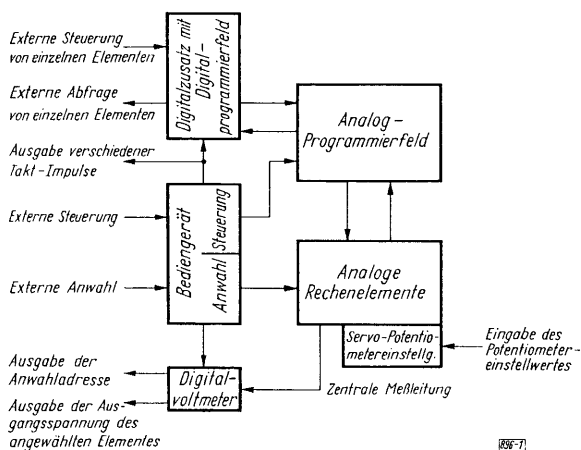


Bild 1: Struktur eines hybriden Analogrechners

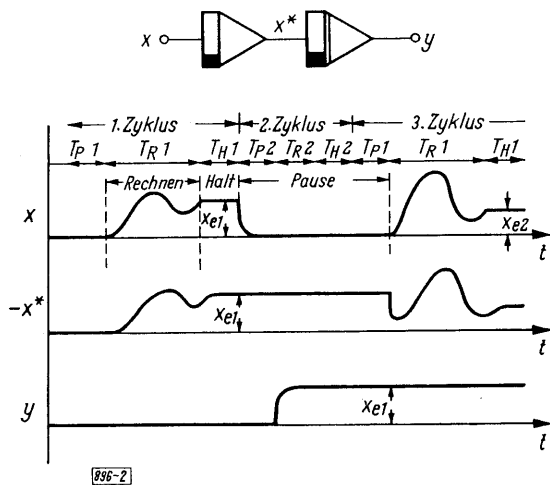
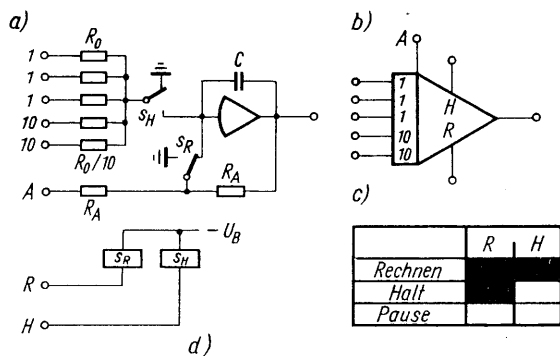


Bild 2: Aufbau und Funktion eines Speicherpaares

## 1. Struktur eines hybriden Analogrechners

Die prinzipielle Struktur eines hybriden Analogrechners zeigt Bild 1. Den Kern des Rechners bilden wie bei jedem Analogrechner die analogen Rechenelemente, deren Ein- und Ausgänge auf einem zentralen Analog-Programmierfeld zusammengefaßt sind. Die Potentiometer müssen dabei mit Servoantrieben ausgerüstet sein, wenn ihre Einstellung von einem Digitalrechner oder Lochstreifen her möglich sein soll. Ein Bediengerät steuert die einzelnen Rechen- und Prüfstellungen des Rechners. Es enthält dazu verschiedene festverdrahtete Steuerprogramme, wobei die zeitliche Folge der einzelnen Kommandos von einem präzisen zentralen Grundtakt (GT) abgeleitet wird. Daneben enthält es ein Anwahlsystem, mit dem die Ausgänge aller Rechenelemente angewählt und deren Ausgangswerte durch Digitalvoltmeter, Oszillographen, Schreiber usw. angezeigt oder registriert werden können. Anwahl und Steuerung muß extern möglich sein (z. B. von einem Digitalrechner), verschiedene Taktimpulse stehen zur Synchronisierung zur Verfügung. Der Digitalzusatz enthält frei programmierbare digitale Schaltkreise zur beliebigen Erweiterung der im Rechenggerät fest vorgegebenen Steuerungsmöglichkeiten. Er dient daneben zur programmierten Verbindung digitaler Externgeräte mit beliebigen Elementen des Analogrechners. Zwischen dem hybriden und dem normalen Analogrechner besteht zunächst der wesentliche Unterschied, daß der hybride Analogrechner zusätz-



Bezeichnung	Beschaltung
normaler Integrierer	
komplementärer Integrierer	
normaler Speicher	
komplementärer Speicher	

Bild 3

Bild 3: Integrierer und Speicher  
 a) Schaltung  
 b) Symbol  
 c) Tabelle der benötigten Aussteuersignale, ■ = erregt  
 d) Grundsaltungen

lich zu den allgemein üblichen Betriebsarten noch die (festverdrahtete) Betriebsart „Iterierendes Rechnen“ besitzt. Gleichzeitig wird die Bandbreite der Rechenelemente soweit erhöht [1], daß damit auch Iterationsprogramme, die viele Einzelschritte erfordern, in kurzer Zeit durchgeführt werden können.

Die Durchführung iterierender Rechnungen bei hoher Rechengeschwindigkeit und -genauigkeit stellt spezielle Anforderungen an die Steuerung der Integrierer, die praktisch nur mit Hilfe digitaler Zeitgeber und digitaler Steuereinrichtungen erfüllt werden können. Es ist ferner notwendig, die Integrierer des Rechners in vier verschiedene Betriebsarten (normaler und komplementärer Integrierer und Speicher) unabhängig voneinander betreiben zu können. Dadurch ist der Aufbau von normalen und komplementären Rechenschaltungen, von einfachen und akkumulierenden Speichern für Analogwerte, von Abtast- und Haltekreisen usw., möglich.

Bild 2 zeigt als Beispiel die Hintereinanderschaltung eines normalen und komplementären Speichers zu einem Speicherpaar, durch das ein am Ende eines ersten Rechenzyklus erreichter Rechenwert  $x_{e1}$  über den folgenden zweiten Rechenzyklus gehalten und zu Beginn des dritten Zyklus wieder zur Verfügung gestellt

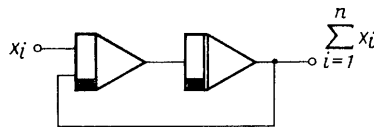


Bild 4

Bild 4: Zusammenschaltung eines Speicherpaares nach Bild 2 zu einem analogen Akkumulator (Symbole nach Bild 5)

wird. Universeller ist es, zwei Rechenschaltungen, eine normale und eine komplementäre, zu benutzen, die abwechselnd arbeiten und zwischen denen von Schritt zu Schritt durch entsprechende Speicher Ergebnisse transferiert werden können. Dieser Fall wurde in [1] bereits schematisch dargestellt (s. dort Bild 11 und Bild 12), so daß wir an dieser Stelle nicht mehr näher darauf einzugehen brauchen.

Bild 3 zeigt ausführlich die unterschiedliche Beschaltung der Integrierer, durch die die genannten vier Betriebsarten entstehen. Die jeweilige Beschaltung kann für jeden Integrierer individuell erfolgen, wofür man meist entsprechende Buchsen auf einem zusätzlichen Programmierfeld vorsieht, an das alle Steuerleitungen, Zeitgeberausgänge, Taktimpulse, Ein- und Ausgänge der digitalen Elemente usw. (s. Abschnitt 3) geführt werden. Daneben kann es jedoch zweckmäßig sein, die gleichen Steuerbuchsen zusätzlich auch auf dem eigentlichen Programmierfeld für die analogen Rechenelemente vorzusehen, da der Rechner dann wahlweise auch ohne den Digitalzusatz, also als normaler Analogrechner, geliefert werden kann. In jedem Fall erfolgt die Wahl der gewünschten Integrierer-Betriebsart am zweckmäßigsten durch entsprechendes Einsetzen von Kurzschluß-Steckern.

Auf eine sehr interessante Möglichkeit soll in diesem Zusammenhang hingewiesen werden, die darin besteht, daß man ein Speicherpaar nach Bild 2 auch zu einem sogenannten akkumulierenden Speicher zusammenschalten kann. Wie Bild 4 zeigt, ist dazu lediglich eine Rückführung vom Ausgang des zweiten Speichers auf den Eingang des ersten nötig. Eine solche Schaltung ist in der Lage, diskrete Endwerte, die bei jedem normalen Rechenschritt erreicht werden, von Zyklus zu Zyklus aufzusummieren (also den jeweils neu hinzu-

	$S_n$ mal (Schaltzeichen)	Bemerkungen
Spezielle Trippel- Integrierer		
		$S_1, S_2$ sind Steuerleitungen
Speicher		
		vergleiche unter Nr. 3
Schalter		$K = 1$ für $Y_1 + Y_2 > 0$ $K = 0$ für $Y_1 + Y_2 < 0$
		Kontaktlage: + für $K=1$ Kontaktlage: - für $K=0$

Bild 5: Spezielle Rechelemente des hybriden Analogrechners

Schalter befinden sich dabei zweckmäßigerweise auf dem Programmierfeld der Analog-Elemente, während die (digitalen) Ausgänge des Komparators und die (digitalen) Steuereingänge des Schalters auf das Programmierfeld für die Digital-Elemente geführt werden. Selbstverständlich ist die Zusammenschaltung eines (elektronischen) Komparators mit einem D/A-Schalter zu dem im normalen Analogrechner üblichen universellen Komparator-Element jederzeit möglich.

Wir haben damit gesehen, daß sich der hybride Analogrechner gegen den normalen nicht nur durch die komplexeren Steuermöglichkeiten und durch die zusätzlichen Digital-Elemente auszeichnet, sondern auch durch eine Reihe spezieller „hybrider“ Rechelemente. Bild 5 gibt eine Zusammenstellung dieser Elemente mit den im folgenden verwendeten Symbolen\*).

## 2. Funktionen des Bediengerätes

Durch das Bediengerät können die Rechelemente zentral angewählt und gesteuert werden. Jedes Element besitzt dazu ein eigenes Anwahlrelais, dessen Kontakte den Ausgang auf eine zentrale Meßleitung (Bild 1) schalten und außerdem eine Rückmeldung der angewählten Position an ein Lampenfeld und an gegebenenfalls angeschlossene Externgeräte (Drucker, Lochstreifenstanzer, Digitalrechner) geben. Die Anwahlrelais werden aus einem Anwahl-Adreßregister des Bediengerätes über eine geeignete Entschlüsselungsmatrix erregt. Folgende Anwahlarten sind nützlich:

- |                     |   |
|---------------------|---|
| Handanwahl          | Das Register wird durch eine interne Anwahl tastatur geladen.   |
| Externe Anwahl      | Das Register wird durch ein Externgerät geladen und speichert die gewünschte Adresse.   |
| Automatische Anwahl | Das Register wirkt als Zähler, wobei Anfangs- und Endinhalt des Zählers durch die Anwahl tastatur vorgegeben werden. Damit werden beliebige Rechelemente oder Gruppen von Rechelementen automatisch nacheinander angewählt. |

\*) Die Symbole sollen hier als Arbeitsgrundlage dienen; sie sollen keineswegs einer (noch ausstehenden) Normung vorzuziehen.

kommenden Wert zur bis dahin erreichten Summe zu addieren). Der komplementäre Schritt dient hierbei als ein (notwendiger) Zwischentakt. Er kann aber auch gleichzeitig zur Durchführung einer zweiten Rechnung dienen. Beispiele für die Anwendung dieser Schaltung werden wir noch kennenlernen.

Eine weitere Modifizierung des hybriden Analogrechners gegenüber dem normalen besteht darin, daß das normale Rechelement „Komparator“ jetzt in zwei einzelne Elemente aufgespalten wird. Bekanntlich besteht ein herkömmlicher Komparator aus einem (übersteuerungsgeschützten) Operationsverstärker, der an seinem Eingang das übliche Widerstandsnetzwerk zur Summenbildung hat und mit seiner Ausgangsspannung einen Analogschalter treibt [5]. Dieser Schalter war früher meist ein Relais; bei modernen schnellen Analogrechnern ist es ein elektronischer Schalter. Durch die Auftrennung der elektronischen Schalter und der Komparator-Verstärker in zwei selbständige Elemente entstehen die Verbindungsglieder zwischen den digitalen Steuerelementen und den analogen Rechelementen des hybriden Analogrechners: Komparator und D/A-Schalter [1]. Die (analogen) Eingänge des Komparators und die (analogen) Ein- und Ausgänge des



Zur Steuerung der Integrierer erregt das Bediengerät die verschiedenen Steuerleitungen, die den jeweiligen Zustand von Speichern und Integrierern bestimmen [1] [4]. Für die frei programmierbaren Steuerprogramme ist es zweckmäßig, den Rechnerzustand auch unverschlüsselt und mit Pegeln zur Verfügung zu stellen, die den Schaltkreisen im Digitalzusatz angepaßt sind. Die digitale Taktaufbereitung erlaubt, die verschiedenen Pausen-, Rechen- und Haltezeiten von einem zentralen Quarzoszillator mit so kleinen Fehlern ( $< 10^{-5}$ ) abzuleiten, daß eine präzise Zeitreferenz zur Verfügung steht. Beim Studium typischer Anwendungen erwies es sich als nützlich, wenigstens vier unabhängige Zeitgeber festverdrahtet zu verwenden. Weitere Zeitgeber können bei Bedarf mit den Elementen des Digitalzusatzes programmiert werden. Im Interesse einer bequemen Handhabung ist es ferner zweckmäßig, folgende häufig benötigte Steuerprogramme festverdrahtet und durch Tastendruck wählbar vorzusehen:

- |                               |  |
|-------------------------------|--|
| Dauerrechnen                  | Alle Integrierer (normale wie komplementäre) rechnen solange, bis sie durch Tastendruck oder durch ein externes Signal in den Zustand „Pause“ oder „Halten“ versetzt werden. |
| Rechnen mit Halt              | Alle Integrierer rechnen über eine wählbare Zeit und bleiben dann in Stellung „Halten“, bis ein besonderer „Weiter“-Befehl eintrifft.  |
| Repetierendes Rechnen         | Alle Integrierer durchlaufen den Zyklus Pause-Rechnen-Halten-Pause...  |
| Iterierendes Rechnen          | Normale und komplementäre Takte laufen abwechselnd ab.   |
| Iterierendes Rechnen mit Halt | Ablauf wie bei „Iterierendes Rechnen“, nach jedem Teilzyklus Unterbrechung bis zur Auslösung mit einem besonderen „Weiter“-Befehl.   |

Die verschiedenen Pausen-, Rechen- und Haltezeiten werden am besten als Vielfache von zwei getrennt (z. B. dekadisch zwischen 1 ms und 1 s) wählbaren Grundtaktzeiten  $GT_1$  bzw.  $GT_2$  (für den normalen und komplementären Rechenschritt) eingestellt. Dabei können die Haltezeiten gleich den Grundtaktzeiten gewählt werden, während die Pausen- und Rechenzeiten als ganzzahlige Vielfache (z. B. 1 bis 100) eingestellt werden [4].

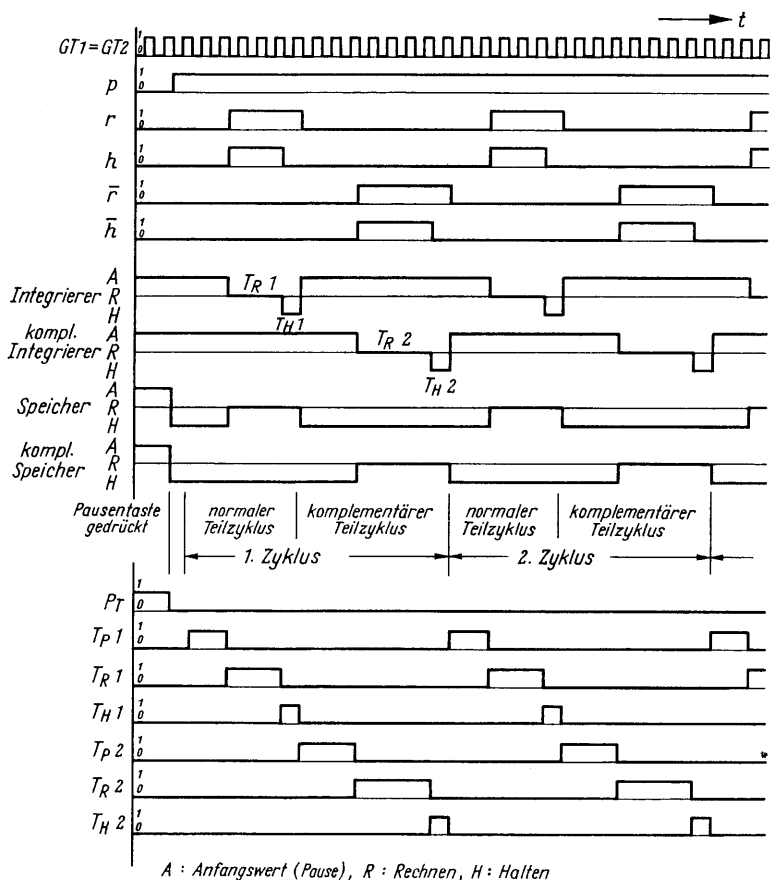


Bild 6: Zeitdiagramm für die Steuerleitungen bei iterierendem Rechnen

Als Beispiel für die Vielfalt der vom Bediengerät zu liefernden Signale ist in Bild 6 für das Programm „Iterierendes Rechnen“ der Zustand der normalen und komplementären Integrierer und Speicher sowie der Verlauf der Erregung der verschiedenen Steuerleitungen als Funktion der Zeit dargestellt. Die R-Schalter der Speicher liegen gemäß Bild 3 an der Steuerleitung  $p$ , die nur bei gedrückter Pausentaste nicht erregt ist. Damit sind bei gedrückter Pausentaste auch die Speicher in der Stellung „Anfangswert“ und nicht in der Stellung „Halten“. Dies hat den Vorteil, daß bei gedrückter Pausentaste „erste“ Anfangswerte in die Speicher eingegeben werden können und kein Driften durch die Nullpunktfehler der Verstärker und Schalter auftritt. Viele weitere Leitungen, die zum sinnvollen Zusammenwirken von Digitalzusatz und Bediengerät nötig, für die später folgenden Beispiele aber ohne Belang sind, werden hier nicht näher diskutiert [4].

### 3. Der Digitalzusatz

Steueraufgaben, die über die normalen Möglichkeiten des Bediengerätes hinausgehen, also insbesondere Einzelsteuerungen von Integrierern, bedingte Steuerkommandos und Adaption an einen Digitalrechner, lassen sich im Digitalzusatz mit einer Anzahl simultan arbeitender digitaler Schaltkreise realisieren, die man wie das analoge Rechenprogramm nach einem vorher aufgestellten Koppelplan auf einem besonderen Digital-Programmierfeld miteinander verbindet. Die Speicherung wichtiger Programme, die man häufiger benötigt, wird auch hier durch ein auswechselbares Programmierfeld ermöglicht. Digitale Elemente, die notwendig werden können, sind:

Flipflops, mehrstufige Schieberegister, voreinstellbare Zähler mit entsprechender Umcodierung der Zählerstellungen, Konjunktionen (UND-Schaltungen), Disjunktionen (ODER-Schaltungen), Negatoren (diese können auch mit UND- und ODER-Schaltungen zu UND/NICHT und ODER/NICHT verbunden sein) sowie spezielle Relais-Verstärker zur Ansteuerung der Integrierer.

Die Geschwindigkeit der digitalen Schaltkreise kann leicht so groß gemacht werden, daß Zeitunsicherheiten nur noch durch Schaltzeitstreuungen von Integriererschaltern verursacht werden.

Nr.	Benennung des Elementes	Symbol (Schaltzeichen)	Bemerkungen
Gatter	1 Inverter		Bezeichnung: INV
	2 NAND-Gatter		Bezeichnung bei: 2 Eingängen: NAND 2 4 Eingängen: NAND 4
	3 NOR-Gatter		Bezeichnung bei: 2 Eingängen: NOR 2 4 Eingängen: NOR 4
Register	4 Flip-Flop		Bezeichnung: FF Bei gelöschtem FF (Ruhelage) ist: $A=0, \bar{A}=1$
	5 Schieberegister		Bezeichnung: SR Nur die im Symbol stehenden Zeichen sind Bestandteil desselben
	6 Zähler		Bezeichnung: Z Nur die im Symbol stehenden Zeichen sind Bestandteil desselben
Schalter	7 Relais-verstärker		Liefert bei: K=1: Erregung des angeschlossenen Relais K=0: Entregung Die Adresse des nachgeschalteten Elementes kann symbolisch (H1) oder direkt (H30) angegeben werden.

896-7

Bild 7: Die wichtigsten digitalen Elemente

Bild 7 zeigt die für die nachfolgenden Beispiele benötigten Elemente des Digitalzusatzes und ihre Symbole, wobei von einer aktiven Logik ausgegangen wird [4]. Konjunktionen sind als NAND-Glieder, Disjunktionen als NOR-Glieder aufgebaut. Für einen unbeschalteten Eingang gilt der Wert 1. Die Flipflop-Eingänge S und R wirken negiert. Ist am Setzeingang  $S=0$ , so wird an T beim nächsten Taktimpuls (1-0-Sprung)  $A=1$  und  $\bar{A}=0$ . Ist am Rückstelleingang  $R=0$ , so wird an  $\bar{T}$  beim nächsten Taktimpuls  $A=0$  und  $\bar{A}=1$ . Eine Binärzählerstufe erhält man mit  $S=R=0$  und  $T=\bar{T}$ . Beim Schieberegister wird eine an den Eingängen  $S_i, R_i$  parallel anliegende Zahl in das Register eingespeichert, wenn  $E=0$  und an T ein Taktimpuls anliegt. Ist am Schieberegister  $S=0$ , so wird bei jedem Taktimpuls an T die im Register gespeicherte Zahl um eine Stufe nach rechts geschoben und an den Eingängen  $S_5$  und  $R_5$  neue Information in Serie eingegeben. Liegt am Eingang L die logische Null, so wird der Registerinhalt auf 0000 gelöscht. Die im Register gespeicherte Zahl kann an den Ausgängen  $A_1, \dots, A_4$  abgenommen werden.

Das digitale Steuerungsprogramm für den Rechenablauf hat folgende getrennt oder zusammen wirkende Möglichkeiten:

- Individuelle Steuerung der Integrierer. Hierzu können die Steuereingänge eines jeden Integrierers auf dem Digital-Programmierfeld durch beliebige Steuersignale erregt werden;
- frei verfügbare (elektronische) Schalter, die beliebig in das (analoge) Rechenprogramm eingeführt werden können;
- Steuerung der Betriebszustände (Pause, Rechnen, Halten) des gesamten Rechners.

Dem digitalen Steuerungsprogramm können folgende Informationen eingegeben werden:

- Information über die Erfüllung vorgegebener Bedingungen durch bestimmte Rechengrößen. Die Erfüllung oder Nichterfüllung wird durch Komparatoren überprüft;
- Information über die Erfüllung bestimmter Zeitbedingungen, die durch die Zeitgeber des Rechners gewählt werden können;
- Informationen über den augenblicklichen Betriebszustand des Rechners.

Außer den bereits erwähnten Aufgaben können die digitalen Schaltkreise auch anderweitige wichtige Funktionen im eigentlichen Rechenvorgang übernehmen. Beispiele sind:

Registrierung, Speicherung und logische Auswertung von Schwellwertüberschreitung der Rechengrößen; Simulation des logischen Teils eines Systems (z. B. bei digitalen Regelsystemen); Programmierung von Schaltungen zur Erzeugung von Zufallszahlen; Umschaltung von Parameterwerten nach Bedingungen, die von der Lösung selbst geliefert werden; Zählung von Ereignissen und zyklische Durchschaltung von Signalen („elektronische Schrittschalter“); Multiplikation analoger Größen mit digitalen Zufallsfolgen, usw.

In den folgenden Abschnitten werden einige typische Anwendungsbeispiele ausführlicher behandelt. Die Beispiele, die für viele stehen mögen, können aber nur einen ungefähren Begriff von der Flexibilität geben, die den hybriden Analogrechner gegenüber dem normalen auszeichnet.

#### 4. Iterative Lösung Fredholmscher Integralgleichungen zweiter Art mit Produktkern

Fredholmsche Integralgleichungen zweiter Art

$$y(x) = f(x) + \lambda \int_0^T K(x, t) y(t) dt \quad (1)$$

mit dem Kern  $K(x, t)$  können im Prinzip durch iterative Methoden mit Analogrechnern gelöst werden [6]. Dabei muß die Variable  $x$  quantisiert werden, und es ist ein Funktionsspeicher für  $y$  erforderlich. Solche Funktionsspeicher können zwar mit Speicherpaaren nach Bild 2 und einer Interpolationsschaltung aufgebaut werden [7], jedoch wird dabei der Aufwand an Rechenelementen sehr groß. In vielen Fällen ist der Kern der Integralgleichung von der Produktform

$$K(x, t) = \sum_{i=1}^r k_i(x) \cdot l_i(t), \quad (2)$$

oder er läßt sich durch diese Form approximieren. Man erhält dann

$$y(x) = f(x) + \lambda \sum_{i=1}^r k_i(x) \int_0^T l_i(t) y(t) dt. \quad (3)$$

mit den Abkürzungen

$$A_i = \int_0^T l_i(t) y(t) dt, \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (4)$$

wird die Lösung

$$y(x) = f(x) + \lambda \sum_{i=1}^r A_i k_i(x), \quad (5)$$

wobei die  $A_i$  noch zu bestimmende Konstanten sind. Eine Möglichkeit zur Bestimmung der  $A_i$  ist die Iterationsmethode. Die Lösung  $y_n$  im  $n$ -ten Iterationsschritt bezeichnen wir nach Gl. (5) mit

$$y_n(x) = f(x) + \lambda \sum_{i=1}^r A_{in} k_i(x) \quad (6)$$

und benutzen zur Berechnung von  $A_{in}$  die Lösung  $y_{n-1}$  aus dem  $(n-1)$ ten Iterationsschritt (Gl. (4)):

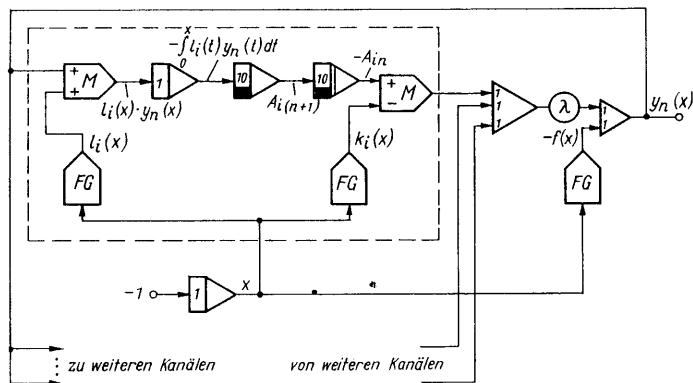
$$A_{in} = \int_0^T l_i(t) y_{n-1}(t) dt. \quad (7)$$

Da zur Berechnung von  $y_n$  nach Gl. (6) nur die Konstanten  $A_{in}$  gespeichert vorliegen müssen, werden bei einer Lösung mit einem iterativen Analogrechner nur  $r$  Speicherpaare nach Bild 2 und kein Funktionsspeicher benötigt.

Bild 8 zeigt die Rechenschaltung bei Verwendung der Rechenart „Iterierendes Rechnen“, wobei folgende Zeiten gemäß Bild 6 benutzt sind (GT = Grundtakt):

$$T_{p1} = T_{H1} = T_{p2} = T_{R2} = T_{H2} = GT1 = GT2$$

$$T_{R1} = T = F_R \cdot GT1 \quad (F_R \text{ ganzzahlig}).$$



898-8

Bild 8: Schaltung zur iterativen Lösung Fredholmscher Integralgleichungen zweiter Art mit Produktkern

Die Wahl des Grundtaktes GT1 richtet sich nach der Größe des verwendeten Integrationskondensators. Der gestrichelt eingerahmte Teil in Bild 8 wird für alle  $r$  Produkte des Kerns, also insgesamt  $r$ -mal benötigt. Das Iterationsverfahren läuft vollautomatisch ab, beginnend mit der Anfangslösung  $y_1(x) = f(x)$  (d. h.  $A_{11} = 0$ ). Es ist zu bemerken, daß das Verfahren die Lösung in Form einer Potenzreihe in  $\lambda$  liefert, die nur bis zu dem absolut kleinsten Eigenwert  $\lambda_1$  konvergiert.

## 5. Beispiele für die empirische Bestimmung statistischer Parameter an einem simulierten System

### 5.1 Aufgabenstellung und Lösungsverfahren

Ein physikalisches System sei durch einen Zustandsvektor  $Y(t)$  beschrieben, der sich als Lösung eines Zustands-Differentialgleichungssystems

$$\frac{dY}{dt} = \Phi(Y, P, t); \quad Y(0) = H \quad (8)$$

ergibt [2]. Die Aufgabenstellung schreibe vor, die frei wählbaren Parameter  $P_1(t), P_2(t), \dots, P_r(t)$  so zu bestimmen, daß das System in einen gewünschten Endzustand

$$Y_T = Y(T) = \begin{bmatrix} y_1(T) \\ y_2(T) \\ \vdots \\ y_n(T) \end{bmatrix} \quad (9)$$

gebracht wird. Es sei weiter im allgemeinen Fall angenommen, daß sowohl einzelne Komponenten mit  $\eta_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) des Anfangswertvektors  $H$  als auch einzelne Störfunktionen  $f_j(t)$  mit  $j = 1, 2, \dots, m$  (unter Umständen auch einzelne Parameter  $P_k$  mit  $k = 1, 2, \dots, r$ ) stochastischen Schwankungen unterliegen können. Alle Schwankungsprozesse seien ergodisch (und damit auch stationär) und voneinander unabhängig.

Die Störeinflüsse bewirken, daß sich auch bei richtiger Wahl der freien Parameter ein Ergebnis  $\tilde{Y}(t)$  einstellen kann, das seinerseits bei wiederholter Durchführung des Experiments Schwankungen zeigt. Der hierdurch entstehende Fehler

$$E = \tilde{Y}|_{t=T} - Y_T \quad (10)$$

ist dann ebenfalls eine Zufallsgröße. Unter der Voraussetzung, daß die statistischen Eigenschaften (Verteilungsfunktion, Leistungsdichtefunktion) der stochastischen Einflußgrößen bekannt sind, seien bestimmte statistische Parameter von  $E$  zu ermitteln.

Als Beispiel betrachten wir zunächst eine lineare Differentialgleichung  $n$ -ter Ordnung

$$\frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = f(t) \quad (11)$$

mit der Störfunktion  $f(t)$

$$f(t) = 0 \quad \text{für} \quad t \leq 0$$

und den Anfangswerten

$$\left. \frac{d^k y}{d t^k} \right|_{t=0} = c_k \quad (k = 0, 1, \dots, n-1).$$

Die Anfangswerte  $c_k$  sowie die Störfunktion  $f(t)$  seien statistisch unabhängige Zufallsgrößen. Die allgemeine Lösung der Differentialgleichung (11) lautet

$$y(t) = \sum_{k=0}^{n-1} c_k y_k(t) + \int_0^t g(\tau) f(t-\tau) d\tau, \quad (12)$$

wenn  $y_k(t)$  die Lösung der homogenen Differentialgleichung mit den Anfangswerten

$$\left. \frac{d^i y}{d t^i} \right|_{t=0} = \begin{cases} 1 & \text{für } i = k \\ 0 & \text{für } i \neq k \end{cases} \quad (i = 0, 1, \dots, n-1)$$

und  $g(t)$  die Gewichtsfunktion (die Laplace-Transformierte der homogenen Differentialgleichung ohne Anfangswerte) bezeichnet.

Zu berechnen sei zunächst der Erwartungswert (Ensemble-Mittelwert) der Lösung  $y(t)$  an der Stelle  $t = T$ , für den aus Gl. (12) folgt

$$\bar{E}(y(t)) = \sum_{k=0}^{n-1} y_k(T) \bar{E}(c_k) + \int_0^T g(\tau) \bar{E}(f(t-\tau)) d\tau. \quad (13)$$

Dabei könnte  $\bar{E}(y(T))$  in einem einzigen Rechenablauf durch Addition der einzelnen Lösungen, die zu den Mittelwerten der Anfangsbedingungen und der Störfunktion gehören, gewonnen werden. Dies würde jedoch bedeuten, daß alle Größen simultan berechnet werden müßten, so daß die Analogrechenhaltung zur Lösung der Differentialgleichung (11)  $(n+1)$ mal vorhanden sein müßte, nur jeweils mit anderen Anfangswerten bzw. mit der Störfunktion beaufschlagt. Man kann aber die einzelnen Werte  $y_k(t)$  und die Systemantwort auf  $\bar{E}(f(t))$  an der Stelle  $t = T$  auch mit einer einzigen Lösungsschaltung für Gl. (11) nacheinander berechnen und dadurch den notwendigen Geräteaufwand stark reduzieren. Die Programmierung einer solchen sequentiellen Lösung ist auf dem hybriden Analogrechner ohne weiteres möglich. Dabei wird vom iterativen Rechenakt Gebrauch gemacht. Die Lösungsschaltung für die Differentialgleichung (11) wird mit normalen Integrierern aufgebaut, und zur Summation der Ergebniswerte  $y_k(T)$  verwenden wir die „Akkumulator“-Schaltung nach Bild 4. Aus den Elementen des Digitalzusatzes stellen wir uns ferner einen elektronischen Schrittschalter her.

Während der Normaltakt zur wiederholten Lösung der Differentialgleichung dient, hat der Komplementärtakt folgende Funktion:

- a) wird er für die Akkumulator-Schaltung benötigt, und
- b) dient er dazu, den elektronischen Schrittschalter jeweils um eine Stellung weiterzusetzen.

Über den Schrittschalter wird dadurch vor jedem neuen Rechenschritt der jeweilige Anfangswert  $\bar{E}(c_k)$  bzw. die Störgröße  $\bar{E}(f(t))$  dem zugehörigen Integrierer aufgeschaltet. Die Rechnung ist nach  $(n+1)$  Schritten beendet; das Ergebnis  $\bar{E}(y(t))$  steht im Akkumulator.

Es sei noch bemerkt, daß dieses Rechenverfahren auch bei Differentialgleichungen mit variablen Koeffizienten bzw. einer nicht stationären Störfunktion gilt. Man beachte ferner, daß die Schwankungsgrößen  $c_k(t)$  und  $f(t)$  selbst nicht benötigt werden, sondern nur ihre Mittelwerte. Allerdings kann dafür auch nur der eine Parameter  $\bar{E}(y(t))$  berechnet werden und nicht etwa gleichzeitig auch höhere Parameter wie der quadratische Mittelwert usw. Zur Berechnung z. B. des quadratischen Mittelwertes (und damit der Varianz) muß die Methode entsprechend modifiziert werden, wodurch sich die Auswerte-Schaltungen entsprechend ändern [8].

Wir wollen hierauf an dieser Stelle nicht näher eingehen, sondern annehmen, daß das System nichtlinear sei und in der Form (8) beschrieben werden kann. Da bei nichtlinearen Systemen das Überlagerungsprinzip nicht gilt, versagen Methoden, wie sie im vorhergehenden Beispiel benutzt wurden. In solchen Fällen bleibt nur der Weg einer vollständigen Simulation des Systems einschließlich der stochastischen Einflußgrößen und der empirischen Bestimmung (Messung) der interessierenden statistischen Parameter am simulierten System.

## 5.2 Digitaler Zufallsgenerator

Die Nachbildung stochastischer Zeitfunktionen erfordert echte „Rauschquellen“, die einen Prozeß mit der gleichen Verteilung und Leistungsdichte liefern. Hierzu dienen oft analoge Rauschgeneratoren, die man normalerweise so ausführt, daß sie „weißes“ Rauschen mit Gaußscher Verteilung erzeugen. Eine andere Verteilung und Leistungsdichte erhält man dann mit Hilfe nichtlinearer bzw. linearer Filter [5]. Daneben ist von einem solchen Rauschgenerator zu fordern, daß er ein Signal mit dem Mittelwert Null liefert und daß zwei Probenwerte zu den Zeiten  $t = t_1$  und  $t = t_1 + \varepsilon$  auch für relativ kleine  $\varepsilon$  bereits unkorreliert sind, so daß man durch entsprechendes Abtasten des Prozesses auch eine Stichprobe von statistisch unabhängigen Zufallszahlen erhält.  $\varepsilon$  sollte einen geringen Bruchteil der kleinsten Rechenperiode nicht überschreiten, eine Forderung, deren Realisierung bei den modernen schnellen Analogrechnern schon auf Schwierigkeiten stößt. Mit den Elementen des Digitalzusatzes im hybriden Analogrechner ist es leicht möglich, auch sogenannte „binäre“ Rauschquellen zu programmieren, die pseudo-statistische binäre Zufallswerte liefern [10]. Die Eigenschaften binärer Rauschquellen, auf die wie hier näher eingehen wollen, unterscheiden sich in einigen interessanten Merkmalen von den herkömmlichen analogen Rauschgeneratoren [9] [10].

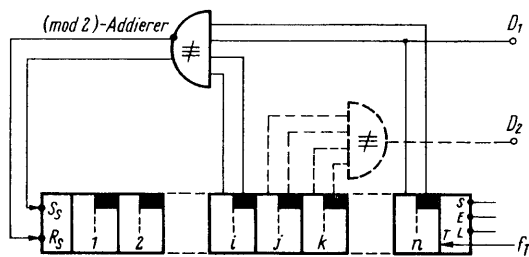


Bild 9

Bild 9: Schaltung zur Erzeugung von binären Pseudo-Zufallszahlen („Binärer Rauschgenerator“) mit den Elementen des Digitalzusatzes. Ausgang D2 liefert eine zweite, unabhängige Folge von binären Pseudo-Zufallszahlen

Bild 9 zeigt zunächst den Aufbau eines binären Zufallsgenerators. Er besteht aus einem  $n$ -stelligem Schieberegister, bei dem die Ausgangsgröße der letzten Stelle und einer  $i$ -ten Stelle ( $i < n$ ) durch einen (modulo 2)-Addierer (Disvalenz) miteinander verknüpft werden und das Ergebnis dem Eingang zurückgeführt wird. Wird einer solchen Schaltung ein bestimmter Anfangszustand eingeschrieben (der von Null verschieden sein muß), so liefert nach Anlegen des Schiebetrakts jede Stelle des Schieberegisters eine Ausgangsgröße, die aus einer Folge der Länge  $(2^n - 1)$  von binären Zufallszahlen besteht, die sich nach  $(2^n - 1)$  Takten wiederholt. Wir haben also eine Folge von Pseudo-Zufallszahlen der Periode  $(2^n - 1)$  vorliegen, wobei die Zahlen nur die

beiden Werte 0 oder 1 annehmen können. Es gibt aber für jede Länge  $n$  des Schieberegisters nur eine bestimmte Zahl  $i < n$ , bei der man wirklich eine Folge der maximal möglichen Länge  $(2^n - 1)$  erhält, wie es auch nur bestimmte Werte  $n$  gibt, für die dies mit einer einzigen Rückführung möglich ist. In [9] werden folgende mögliche Zuordnungen angegeben, die mit der Schaltung nach Bild 9 auf Folgen maximaler Länge führen:

$n$	10	11	15	17	18	20	21	22	23	25	28	31	33
$i$	3	2	1	3	7	3	2	1	5	3	3	3	13

Der in Bild 9 eingezeichnete (modulo 2)-Addierer kann entsprechend den Äquivalenzen

$$(A + B)_{\text{mod } 2} = A \oplus B = \bar{A} \cdot B \vee A \cdot \bar{B} = (\bar{A} \vee \bar{B}) \cdot (A \vee B) \\ = \overline{AB} \cdot (A \vee B)$$

auf verschiedene Weise realisiert werden. Da an den Ausgängen der Schieberegister-Flipflops immer auch die negierte Größe zur Verfügung steht, wird man die disjunktive oder die konjunktive Normalform wählen, je nachdem, ob man mehr UND- oder ODER-Gatter verwenden will.

Eine solcherart erzeugte Folge binärer Zufallswerte hat eine Ähnlichkeit mit einer echten regellosen Rechteckschwingung („random telegraph wave“). Es bestehen aber zwei prinzipielle Unterschiede:

- Ein echter stochastischer Prozeß ist nicht periodisch, während sich die Pseudo-Zufallsfolge spätestens nach  $(2^n - 1)$  Takten wiederholt. Durch entsprechend großes  $n$  (gleichbedeutend mit einem entsprechenden Aufwand an Flipflops) kann die Periodenlänge aber hinreichend groß gemacht werden.
- Bei einem echten stochastischen Prozeß kann der Übergang von 0 auf 1 und umgekehrt in jedem Zeitpunkt erfolgen, und zwar unabhängig vom Zustand in jedem anderen Zeitpunkt. Bei der Pseudo-Zufallsfolge hingegen kann ein Übergang in einen anderen Zustand nur jeweils beim Auftreten eines Taktimpulses stattfinden, nicht aber zu einem dazwischen liegenden Zeitpunkt. Der Zustand in einem solchen Intervall (zwischen zwei Taktimpulsen) ist aber unabhängig von dem Zustand in jedem anderen Intervall; die Intervalldauer selbst kann mit der Taktfrequenz variiert werden.

Aus diesen Eigenschaften folgt für die Autokorrelationsfunktion einer Folge maximaler Länge die Beziehung ( $x(t)$  sei dabei die Pseudo-Zufallsfolge und  $\Delta t$  die Taktperiode)

$$r_{xx}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{\Delta t} \frac{2^n}{2^n - 1} & \text{für } |\tau| \leq \Delta t \\ -\frac{1}{2^n - 1} & \text{für } \Delta t \leq |\tau| \leq (2^n - 1) \Delta t \end{cases} \quad (14)$$

Außerhalb des gleichen Intervalls haben zwei Werte der Pseudo-Zufallsfolge nur eine vernachlässigbare kleine Korrelation, falls  $n$  hinreichend groß ist (Bild 10).

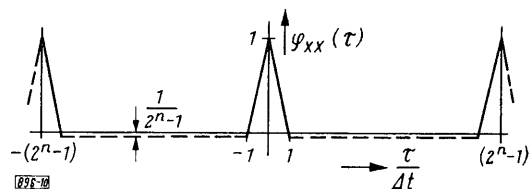


Bild 10: Autokorrelationsfunktion einer Pseudo-Zufallsfolge maximaler Länge

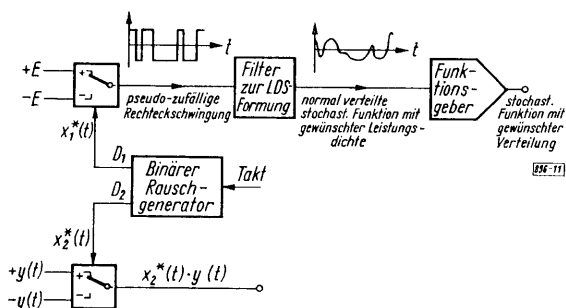


Bild 11: Zur Erzeugung einer stochastischen Funktion mit gewünschter Leistungsdichte und Amplitudenverteilung aus einer Folge binärer Pseudo-Zufallszahlen ( $x_1^*(t)$ ). Die davon unabhängige Folge  $x_2^*(t)$  steuert einen Schalter zur Multiplikation einer Analogspannung mit dieser binären Zufallsfolge

Für die praktische Anwendung sind noch einige weitere Eigenschaften interessant [9] [10]:

1. In jeder Periode ist die Zahl der erzeugten Nullen und Einsen um höchstens 1 verschieden; der Mittelwert über eine Periode ist also nicht größer als  $1/(2^n - 1)$  (vgl. Bild 10).
2. In jeder Periode gibt es doppelt so viele Folgen von Nullen und Einsen der Länge  $m$  wie solche der Länge  $(m + 1)$ .
3. Die Erzeugung mehrerer statistisch unabhängiger Folgen maximaler Länge ist möglich durch
  - a) Abtasten des Ausgangs  $D_1$  mit einem digitalen Multiplexer und Verteilung auf mehrere neue Ausgänge,
  - b) Verknüpfen beliebiger Elemente des Schieberegisters über weitere (mod 2)-Addierer. In Bild 9 ergeben die Elemente  $j$  und  $k$ , verknüpft mit dem (mod 2)-Addierer B am Ausgang  $D_2$  eine neue Folge maximaler Länge.

4. Ein Zufallszahlengenerator nach Bild 9 kann immer wieder in den gleichen Ausgangszustand versetzt werden, so daß eine bestimmte Folge von Pseudo-Zufallszahlen beliebig oft reproduziert werden kann.
5. An zwei Flipflop-Ausgängen des Schieberegisters, die sich um  $d$  Stellen unterscheiden, kann die gleiche Pseudo-Zufallsfolge mit einer Zeitverschiebung von  $d \cdot \Delta t$  erhalten werden. Diese Eigenschaft kann für Korrelationsmessungen interessant sein.
6. Das zu Gl. (14) gehörige Leistungsdichtespektrum ist strenggenommen ein diskretes Spektrum mit einem Abstand von  $1/((2^n - 1) \Delta t)$  zwischen den einzelnen Linien und einer äquivalenten Bandbreite von etwa  $0,32/\Delta t$ .

Sollen die Ausgangsgrößen eines Pseudo-Zufallszahlen-Generators in eine analoge Rechenschaltung wirken, so ergeben sich verschiedene Möglichkeiten, wie sie in Bild 11 angedeutet werden. Da die Ausgangsspannungen der Flipflops nicht definiert sind, wird man sie in jedem Falle nur dazu benutzen, einen D/A-Schalter zu steuern, der seinerseits dann für eine Rechteckschwingung mit definierten Potentialen sorgt. Um ein kontinuierliches Rauschsignal zu erhalten, wird man nach Bild 11 den Ausgang des durch  $D_1$  gesteuerten Schalters — der eine regellose Rechteckschwingung mit den Potentialen  $\pm E$  führt — mit dem Eingang eines linearen Filters verbinden. Die Übertragungsfunktion des Filters ist dabei so zu wählen, daß es ein Ausgangssignal mit der gewünschten Leistungsdichte liefert. Die Verteilung der Ausgangsgröße des Filters darf auf Grund der Erfahrung als gaußisch angenommen werden, obwohl es bisher trotz großer Bemühungen noch nicht gelungen ist, erschöpfende theoretische Aussagen über die Verteilung der Pseudo-Zufallsfolgen und der durch lineare Filterung entstehenden stochastischen Funktion zu machen\*). Diese im Rahmen der Meßge-

\*) Persönliche Mitteilung von Prof. G. A. Korn vom Frühjahr 1965.

naugigkeit gegebene Normalverteilung kann dann durch ein nichtlineares Filter (Funktionsgeber!) in eine beliebig andere Verteilung umgeformt werden [5]. Gibt man an den Eingang des z. B. durch D2 gesteuerten D/A-Schalters an Stelle der festen Maschineneinheit  $\pm E$  eine Variable  $\pm y(t)$  (s. Bild 11), so erhält man dadurch eine Multiplikation einer analogen Variablen mit einer Folge von binären Zufallszahlen.

### 5.3 Auswerte-Schaltungen

Wir kommen nun wieder auf die eingangs gestellte Aufgabe der empirischen Bestimmung statistischer Parameter zurück, wie wir sie in Abschnitt 5.1 in sehr allgemeiner Form definiert haben, und nehmen an, daß Schätzwerte für Mittelwert und Varianz (Streuungsquadrat) der Fehlergröße  $E$  (s. Gl. (10)) zu bestimmen seien. Dazu wird das zu untersuchende System mit den Rechenelementen des Analogrechners simuliert, und es sei ein binärer Zufallszahlen-Generator nach Abschnitt 5.2 aufgebaut, aus dem alle für die Untersuchung benötigten stochastischen Einflußgrößen (Anfangswerte, Störfunktionen) mit den richtigen statistischen Eigenschaften abgeleitet werden können. Die empirische Bestimmung von Schätzwerten  $\hat{E}(E)$  und  $\text{VAR}(E) = \hat{E}((E - \hat{E}(E))^2)$  erfordert die wiederholte Durchführung der Berechnung von  $E$  unter statistisch schwankenden Einflußgrößen, um einen hinreichenden Stichprobenumfang für  $E$  zu erhalten.

Bezeichnen die Werte  $e_1, e_2, \dots, e_N$  die auf diese Weise erhaltene Stichprobe unabhängiger Werte vom Umfang  $N$ , so gilt für den daraus zu berechnenden empirischen Mittelwert  $m$  und für die empirische Varianz  $s^2$  bekanntlich

$$m = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_k \quad (15)$$

und

$$s^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (e_k - m)^2, \quad s^2 = \frac{\sum_{k=1}^N e_k^2 - N \cdot m^2}{N-1} \quad (16)$$

Zur Bildung der Summe in den Gln. (15) und (16) wird man wieder die Akkumulator-Schaltung nach Bild 4 verwenden, zur Berechnung von  $s^2$  werden zusätzlich noch Multiplizierer benötigt. Mit Hilfe der empirischen Varianz  $s^2$  ist es bekanntlich möglich, das sogenannte Vertrauensintervall von  $m$  anzugeben, d. h. Grenzen, die die zu erwartende Abweichung des Schätzwertes  $m$  vom wahren Mittelwert  $\hat{E}(E)$  mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit nicht überschreiten wird. Wenn wir setzen

$$\hat{E}(E) = m(1 \pm q), \quad (17a)$$

dann gilt für das Vertrauensintervall

$$q = \frac{a(S, N)}{m} \sqrt{\frac{s^2}{N-1}} \quad (17b)$$

Die „Fraktile“  $a$  ist dabei ein Wert, der sowohl vom Stichprobenumfang  $N$  als auch von der gewünschten statistischen Sicherheit  $S$  (der Wahrscheinlichkeit, daß das durch  $\pm \varepsilon$  gegebene Intervall nicht überschritten wird) abhängt. Für hinreichend große  $N$  (z. B.  $N > 100$ ) kann man  $a$  einer Tafel der Normalverteilung entnehmen, ohne einen großen Fehler zu begehen. Ist  $N$  wesentlich kleiner, so ergeben sich die Fraktile  $a$  aus der Student-Verteilung, vorausgesetzt, die Zufallsgröße  $E$  ist normalverteilt.

Für jeden neu hinzukommenden Stichprobenwert kann man nun prinzipiell eine Auswerteschaltung aufbauen, die mit  $m(N)$  und  $s^2(N)$  auch gleichzeitig die aktuelle Breite des Vertrauensintervalls mitberechnet, so daß ein Kriterium gegeben ist, wann die Rechnung abgebrochen werden darf. Da es bei der hohen Rechengeschwindigkeit moderner Analogrechner auf einige zehn oder auch hundert Abläufe nicht ankommt, ist es das Einfachste, einen hinreichend großen Stichprobenumfang  $N$  vorzugeben und dann die Rechnung automatisch bis zum Erreichen von  $N$  ablaufen zu lassen. In jedem Falle muß die Anzahl der Rechenabläufe gezählt werden, damit das Erreichen von  $N$  festgestellt werden kann. Ein solcher Zähler, der beim Start eines neuen Rechenschrittes jeweils um Eins weiterzählt, kann mit den Elementen des Digitalzusatzes leicht aufgebaut werden. Nach Gl. (10) ist die Fehlergröße  $E$  ein Vektor, der maximal aus  $n$  Komponenten bestehen kann, so daß die Auswerteschaltungen für  $m$  und  $s^2$  im ungünstigsten Fall  $m$ -mal vorhanden sein müssen. Aber auch hier läßt sich wieder Geräteaufwand durch Rechenzeit ersetzen, indem man von der Eigenschaft des binären Rauschgenerators Gebrauch macht, eine Folge von Pseudo-Zufallszahlen beliebig oft reproduzieren zu können, wodurch die Stichprobenwerte für die einzelnen Komponenten nacheinander berechnet werden können.



## 6. Optimierung nach dem Gradientenverfahren

Die Aufgabe der Optimierung besteht allgemein darin, die Parameter  $x_1, \dots, x_n$  (Bild 12) eines Objekts so zu bestimmen, daß seine Ausgangsgröße  $Q(x_1, \dots, x_n)$  einen Extremwert, z. B. ein Minimum annimmt. Geräte, die diese Aufgabe automatisch durchführen, nennt man auch Optimisatoren [11]. Das Objekt und der Optimisator bilden dabei ein rückgekoppeltes System. Die Objektfunktion  $Q$  kann eine zeitunabhängige Funktion der Parameter sein (statisches Objekt) oder durch einen zeitlichen Integrationsprozeß aus einer anderen Funktion  $z(x_1, \dots, x_n, t)$  gewonnen werden (dynamisches Objekt):

$$Q(x_1, \dots, x_n) = \int_0^T z(x_1, \dots, x_n, t) dt. \quad (18)$$

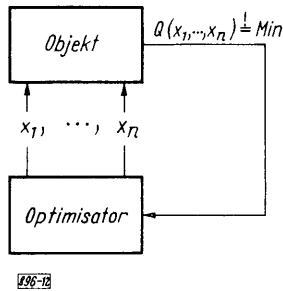


Bild 12: Prinzip der automatisierten Optimierung

Während die Simulation des Objekts meist ohne Schwierigkeit mit einem Analogrechner durchgeführt werden kann, sind die Operationen des Optimisators vorwiegend digitaler Art. Im hybriden Rechnersystem [2] besteht die Möglichkeit, den Optimisator auf einem Digitalrechner zu programmieren und das Objekt auf dem Analogrechner zu simulieren. Dies ist sicher dann angebracht, wenn die Anzahl der Parameter  $x_1, \dots, x_n$  sehr groß ist. Für eine nicht zu große Zahl von Parametern und einfache Strategien kann jedoch auch ein hybrider Analogrechner dazu verwendet werden, und es soll im folgenden die Programmierung eines Optimisators auf einem solchen Rechner beschrieben werden.

Als Optimierungsverfahren soll die Gradientenmethode [11] [12] benutzt werden. Dabei wird in einem Anfangspunkt  $(x_{10}, \dots, x_{n0})$  zunächst der Gradient der Funktion  $Q$

$$\text{grad } Q = c_1 \frac{\partial Q}{\partial x_1} + c_2 \frac{\partial Q}{\partial x_2} + \dots + c_n \frac{\partial Q}{\partial x_n} \quad (19)$$

gemessen, wobei  $c_1, \dots, c_n$  Einheitsvektoren in Richtung der  $n$  Koordinatenachsen sind. Grad  $Q$  ist ein Vektor, der in Richtung des steilsten Anstieges der Funktion  $Q(x_1, \dots, x_n)$  zeigt und dessen Betrag ein Maß für diesen steilsten Anstieg ist. Danach werden die Parameter  $x_i$  auf die neuen Werte

$$x_{i1} = x_{i0} - \beta \frac{\partial Q}{\partial x_i} \quad (20)$$

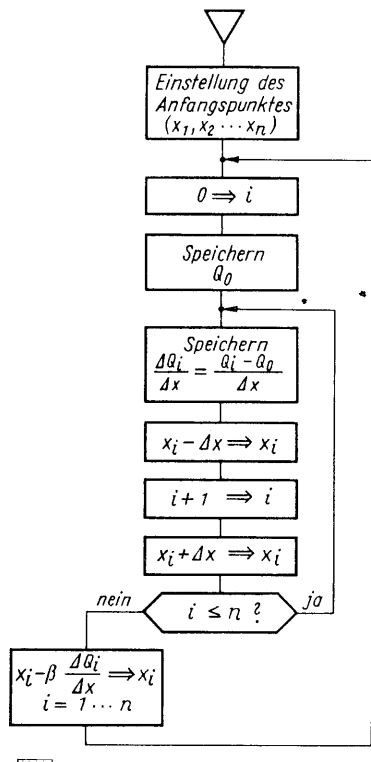
gebracht, was einem Schritt in entgegengesetzter Richtung des Gradienten entspricht, wodurch also, wie erwünscht,  $Q$  abnimmt. Im jetzt erreichten Punkt  $(x_{i1}, \dots, x_{n1})$  wird wieder der Gradient bestimmt, usw. Der Zustandspunkt  $(x_{ij}, \dots, x_{nj})$  wandert damit längs einer „Falllinie“ auf das Minimum zu und kommt dort zum Stillstand, weil die Gradientenkomponenten mit wachsender Annäherung an das Minimum abnehmen. Ein stabiler Endzustand beim Minimum wird nur erreicht, wenn die Regelschleife Objekt-Optimisor (Bild 12) stabil ist, was durch entsprechend kleines  $\beta$  in Gl. (20) erreicht werden kann.

Bei der Instrumentierung des Verfahrens auf einem Rechner werden die Gradientenkomponenten durch die Differenzenquotienten

$$\frac{\partial Q}{\partial x_i} \approx \frac{Q(x_1, \dots, x_i + \Delta x, \dots, x_n) - Q(x_1, \dots, x_n)}{\Delta x} = \frac{Q_i - Q_0}{\Delta x} = \frac{\Delta Q_i}{\Delta x} \quad (21)$$

angenähert. Dabei ist  $\Delta x$  eine für alle  $i$  konstante, probeweise Änderung der  $x_i$  (Probeschritt). Es muß also zunächst die ungestörte Funktion  $Q_0 = Q(x_1, \dots, x_n)$  gemessen und gespeichert werden. Dann wird  $x_1$  um  $\Delta x$  verändert,  $Q_1$  gemessen und  $\Delta Q_1$  gespeichert usw. Zur Speicherung aller  $n$  Gradientenkomponenten sind damit  $(n + 1)$  Speicher erforderlich. Mit den gespeicherten Gradientenkomponenten können dann die neuen Parameterwerte gemäß Gl. (20) gebildet werden.

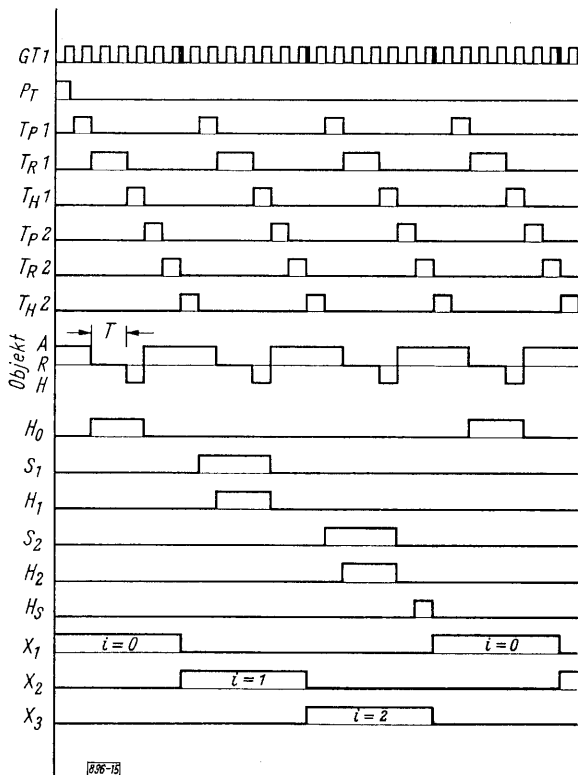
Bild 13 zeigt das Verfahren in Form eines Flußdiagramms. Zunächst wird der Anfangspunkt  $(x_{10}, \dots, x_{n0})$  eingestellt. Dann wird  $i = 0$  gesetzt und der zugehörige Funktionswert  $Q_0 = Q(x_{10}, \dots, x_{n0})$  gespeichert.



099-13

Bild 13: Flußdiagramm für das Gradientenverfahren

Die nächsten beiden Operationen, nämlich Speichern von  $\Delta Q_0 = 0$  und Ersetzen von  $x_0$  durch  $(x_0 - \Delta x)$  bleiben bedeutungslos. Als nächstes wird  $i = 1$  gesetzt und der Probeschritt  $\Delta x$  auf  $x_1$  gegeben. Da  $i = 1 < n$  ist, wird jetzt  $\Delta Q_1 / \Delta x$  gespeichert, dann der Probeschritt von  $x_1$  entfernt,  $i = 2$  gesetzt, ein Probeschritt auf  $x_2$  gegeben usw. Die Schleife wird solange durchlaufen, bis alle Gradientenkomponenten eingespeichert sind. Dann erfolgt ein Schritt in Richtung des Gradienten, indem die neuen Parameterwerte  $x_i$  aus den alten Werten



096-15

Bild 15: Zeitdiagramm für die Steuerleitungen eines Optimizers

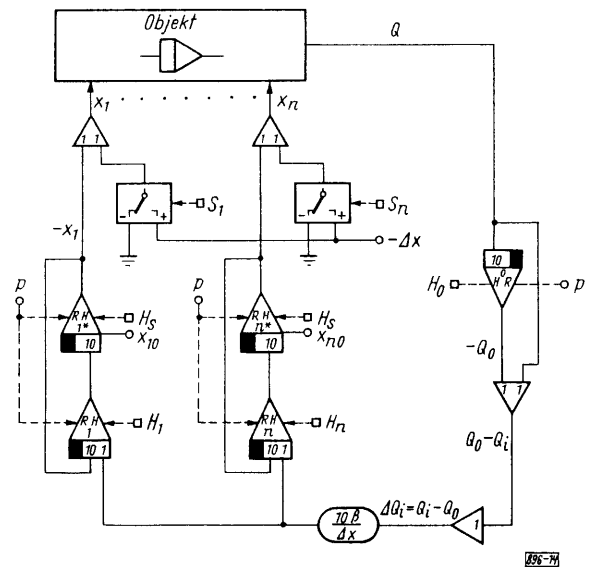


Bild 14: Analoger Teil eines Optimizers nach dem Gradientenverfahren

- Anschlüsse auf dem Digitalprogrammierfeld
- Anschlüsse auf dem Analogprogrammierfeld

gemäß Gl. (20) gewonnen werden. Die Durchführung dieses Schrittes ist in Bild 13 als Paralleloperation für alle  $i$  gleichzeitig angenommen, wie es der Instrumentierung auf einem hybriden Analogrechner entspricht (vgl. Bild 14).

Die wesentlichen Operationen, die der Optimizer auszuführen hat, sind das Speichern der diskreten Werte  $Q_0$  und  $\Delta Q_i / \Delta x$ . Man benutzt dazu die Analog-Speicher des Rechners, die in einer dem Flußdiagramm (Bild 13) entsprechenden Reihenfolge gesteuert werden. Bild 14 zeigt die Schaltung des analogen Teils des Optimizers. Zur Aufschaltung der Prüfschritte dienen D/A-Schalter, die von den Steuerleitungen  $S_1, \dots, S_n$  angesteuert werden.  $Q_0$  wird in den als Speicher geschalteten Integrierer 0 übernommen, wenn die Steuerleitung  $H_0$  erregt wird. Die Differenzen  $\Delta Q_i$  werden in einem Summierer gebildet. Die mit  $\beta$  bewerteten Gradientenkomponenten werden in den Speichern 1, ..., n bei Erregen der entsprechenden Steuerleitung  $H_i$  von den „alten“ Werten  $x_i$  subtrahiert und so die neuen Werte  $x_i$  gebildet. Diese werden bei Erregen von  $H_S$  parallel in die Speicher  $i^*, \dots, n^*$  übernommen und dem Objekt zugeführt.

Die Steuerleitungen  $H_0, \dots, H_n, S_1, \dots, S_n$  und  $H_S$  stehen am Digitalschaltfeld zur Verfügung und

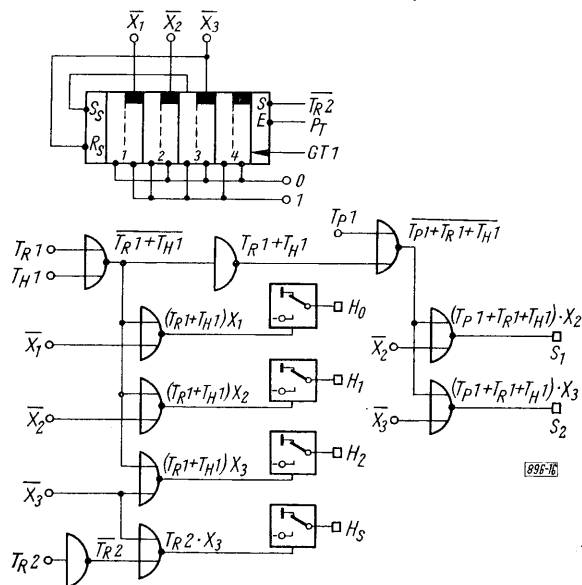


Bild 16: Digitaler Teil des Optimisators nach dem Gradientenverfahren

werden durch eine aus digitalen Elementen aufgebaute Steuerschaltung gemäß dem Zeitdiagramm in Bild 15 ( $n = 2$ ) erregt. Dabei ist ein dynamisches Objekt (Gl. (18)) vorausgesetzt, bei dem  $Q$  erst nach Ablauf der Rechenzeit  $T$  zur Verfügung steht, und das mit normalen Integrierern aufgebaut sei. Als Rechenart ist „Iterierendes Rechnen“ zu wählen, mit einer Rechenzeit  $T_{R1} = T$ . Alle übrigen Zeiten wählt man gleich der Grundtaktzeit  $GT 1 = GT 2$ . Die digitale Steuerschaltung für  $n = 2$  zeigt Bild 16. Als Zähler für den Index  $i$  (Bild 13) wurde ein als Ringzähler geschaltetes Schieberegister verwendet. Als Takt dient der gewählte Grundtakt  $GT 1$ . Die zum Schieben ausgenutzten Taktflanken sind in Bild 15 stark ausgezogen gezeichnet. Die verschiedenen Steuersignale werden durch logische Verknüpfung der Registerausgänge  $X_1, X_2, X_3$  mit den Signalen  $T_{P1}, T_{R1}, T_{H1}, T_{P2}, T_{R2}$  erzeugt, die vom Steuergerät geliefert werden und den jeweiligen Zustand des Objekts signalisieren.

Dieses Beispiel der Optimierung zeigt deutlich den Vorteil der digitalen Steuerung einzelner Integrierer mit frei programmierbaren Steuerabläufen. Es können damit ohne Schwierigkeit auch andere Optimierungsstrategien [11] [12] programmiert werden, oder das Gradientenverfahren für Objektfunktionen mit überlagertem Rauschen modifiziert werden [13]. Die Berücksichtigung von Begrenzungen des zulässigen Parametergebietes [11] ist ebenfalls möglich. Es werden dann zusätzliche Komparatoren benötigt. Es sei darauf hingewiesen, daß bei stark nichtlinearen Objektfunktionen das Gradientenverfahren wegen der begrenzten Genauigkeit des Analogrechners versagen kann [12] [14].

## 7. Optimierung eines Regelkreises nach dem Gauß-Seidel-Verfahren

Bei der Optimierung nach dem Gauß-Seidel-Verfahren wird, ausgehend von einem Anfangspunkt  $(x_{10}, x_{20}, \dots, x_{n0})$ , zunächst nur ein Parameter so lange verändert, bis eine Verbesserung der Objektfunktion  $Q(x_1, x_2, \dots, x_n)$  nicht mehr möglich ist. Anschließend wird nach den gleichen Regeln der nächste Parameter verändert usw. Auf diese Weise kommt man zum Punkt  $(x_{11}, x_{21}, \dots, x_{n1})$ . Von hier aus gelangt man zum Punkt  $(x_{12}, x_{22}, \dots, x_{n2})$ , usw., bis man schließlich mit  $(x_{1m}, x_{2m}, \dots, x_{nm})$  einen Punkt erreicht, bei dem kein Parameter mehr verändert werden kann, ohne daß sich das Ergebnis verschlechtert. Mit dem Punkt  $(x_{1m}, x_{2m}, \dots, x_{nm})$  ist dann ein relatives Optimum gefunden worden.

Am Beispiel der Optimierung eines linearen Regelkreises sei das Verfahren und seine Verwirklichung auf dem hybriden Analogrechner erläutert. Die Regelstrecke hat die Übertragungsfunktion

$$F(p) = \frac{1}{(1 + 2\alpha T_2 p + T_2^2 p^2)(1 + p T_1)}$$

Die Strecke wird geregelt von einem PID-Regler mit konstantem Proportionalanteil  $P$ . Die Aufgabe besteht nun darin, den Integral-Anteil  $I$  und den Differential-Anteil  $Di$  des Reglers so zu wählen, daß bei gegebenen Parametern  $T_1, T_2$  und  $\alpha$  der Strecke die Regelung optimal verläuft. Das Regelverhalten wird mit einer Sprungfunktion am Eingang der Strecke getestet. Als Optimierungskriterium dient das ITAE-Kriterium (Integral of time-multiplied absolute value of error), wonach der Regler dann optimal ausgelegt ist, wenn das Integral

$$\int_0^T t \cdot |x_w| dt \quad (x_w(t) = \text{Regelabweichung})$$

ein Minimum wird.  $T$  ist die Einschwingzeit des Regelkreises.

Benutzt wird wieder die Betriebsart „Iterierendes Rechnen“. Während des normalen Teilzyklus wird der Regelkreis getestet. Im komplementären Zyklus wird einer der beiden Parameter  $I$  und  $Di$  des Reglers gemäß

den Ergebnissen des Tests verändert. Um festzustellen, ob sich der Regelkreis verbessert oder verschlechtert hat, muß am Ende des normalen Zyklus der soeben errechnete Wert des ITAE-Kriteriums mit dem aus dem vorigen Iterationszyklus verglichen werden, wozu ein Speicherpaar nach Bild 2 und ein Komparator benötigt wird (Bild 19). Die Variable  $K$  am Ausgang des Komparators nimmt den Wert 1 an, wenn sich der Regelkreis verbessert hat, andernfalls ist  $K = 0$ . Bei Beginn der Rechnung ist  $K$  wegen des Anfangswertes im komplementären Speicher gleich 1.

Die Einzelheiten des Optimierungsverfahrens beschreibt das Flußdiagramm in Bild 17. Das entsprechende Steuerprogramm wird mit dem Digitalzusatz erzeugt (Bild 18). Die einzelnen Zustände sind durch die acht Flipflops  $A, D, DE, F, R, S, U$  und  $V$  verschlüsselt. Die Flipflops werden jeweils zu Beginn des komplementären Zyklus durch  $T_{H1}$  getaktet. Eine Ausnahme bildet das Flipflop  $A$ , welches durch  $T_{H2}$  getaktet wird. Neben den Anweisungen zur Variation der Parameter  $I$  und  $D_i$  enthält das Flußdiagramm auch die Wertzuweisungen für die Flipflops. Der jeweils zu variierende Parameter ist mit  $X$  bezeichnet.  $X$  ist gleich  $D_i$ , wenn das Flipflop  $D$  auf 1 steht, andernfalls ist  $X$  gleich  $I$ .

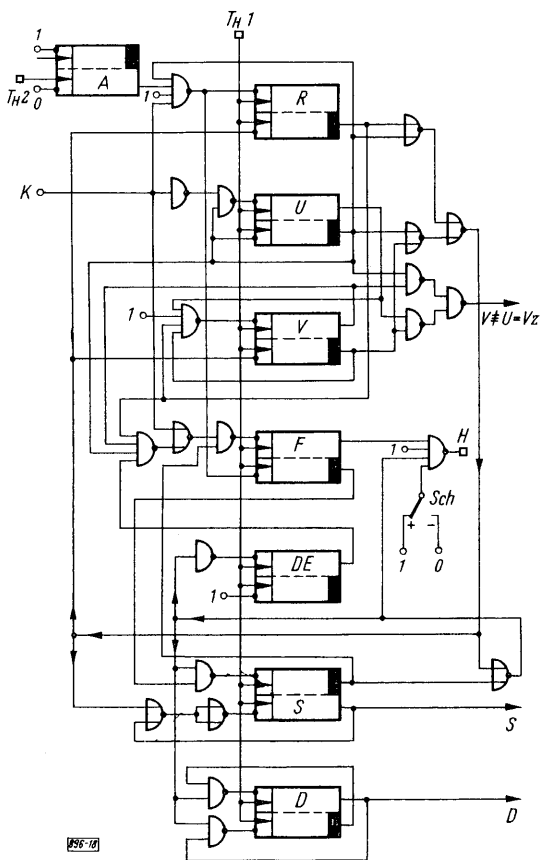


Bild 18: Digitaler Teil des Optimisators nach dem Gauß-Seidel-Verfahren

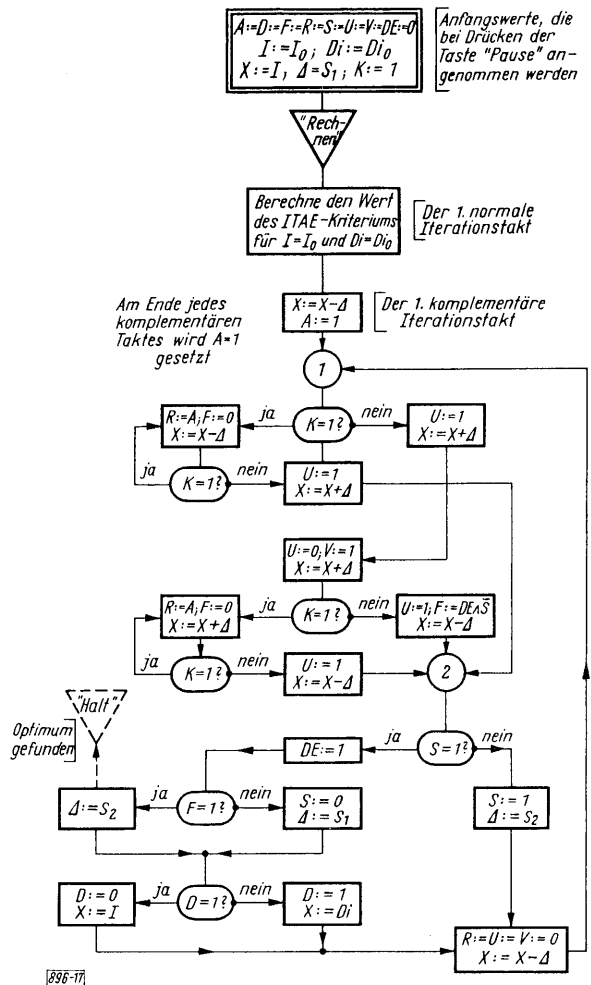


Bild 17: Flußdiagramm der Optimierung nach dem Gauß-Seidel-Verfahren

Der Betrag, um den  $X$  geändert wird, heißt  $\Delta$ . Es stehen zwei verschiedene feste Schrittweiten  $S_1$  und  $S_2 = S_1/10$  zur Verfügung. Die feste Schrittweite ist keineswegs integraler Bestandteil des Gauß-Seidel-Verfahrens; sie läßt sich lediglich leichter realisieren als eine variable Schrittweite.  $\Delta$  ist gleich  $S_2$ , wenn das Flipflop  $S$  auf 1 steht, andernfalls gleich  $S_1$ .

Zu Beginn sind alle Flipflops gelöscht. Die beiden Flipflops  $A$  und  $DE$  nehmen eine Sonderstellung ein. Sie können während des Optimierungsvorgangs nur gesetzt, nicht aber rückgesetzt werden. Flipflop  $A$  wird am Ende des ersten Iterationszyklus gesetzt, Flipflop  $DE$ , wenn der Parameter  $D_i$  das erste Mal variiert wird. Beide Flipflops bleiben dann während des ganzen Prozesses auf 1.

Wenn ein Parameter verändert wurde, so gibt es zwei Möglichkeiten. Entweder hat sich die Objektivfunktion verbessert ( $K = 1$ ) oder verschlechtert ( $K = 0$ ). Im ersten Falle war die Änderung des Parameters richtig, das Flipflop  $R$  wird auf 1 gesetzt und der Parameter wird in der gleichen Weise weiter geändert. Im zweiten Falle war die Änderung falsch. Sie wird daher rückgängig gemacht, wobei das Flipflop  $U$  auf 1 gesetzt wird.

Anschließend ändert das Programm den Parameter in der entgegengesetzten Richtung. Wenn diese Änderung auch nicht zum Ziele führt, so war entweder die Schrittweite zu groß oder der Parameter war bereits richtig eingestellt. Das Programm variiert deswegen den Parameter erst mit der großen Schrittweite  $S_1$  und anschließend mit der kleinen Schrittweite  $S_2$ .

Wenn keiner der beiden Parameter  $I$  und  $D_i$  mehr geändert werden kann, ohne daß die Objektfunktion sich verschlechtert, so ist die optimale Einstellung gefunden. Dieser Zustand ist dadurch gekennzeichnet, daß das Flipflop R auf 0 und alle anderen Flipflops, außer D, auf 1 stehen. Wenn dieser Zustand erreicht ist, kann man den Analogrechner entweder in Halt bringen (Schalter Sch in Bild 18 in Stellung +), um die Werte der Parameter abzulesen, oder man läßt die Suche nach dem Optimum mit der kleinen Schrittweite  $S_2$  weiterlaufen.

Den Schaltplan für den Analogteil des Optimisators gibt Bild 19, welches auch den Koppelplan für die Simulation des Objekts (Regelkreis) enthält. Für jeden der beiden Parameter  $I$  und  $D_i$  ist ein Analog-Speicherpaar vorhanden. Die Änderung  $\Delta$  der Parameter wird über D/A-Schalter, welche von den Variablen  $D$ ,  $S$  und  $V_z$  gesteuert werden, aufgeschaltet.

Wenn man bei den Integrierern in der Schaltung des Objekts die kleinsten Kondensatoren ( $K_0 = 100$ ) benutzt, so kommt die Regelstrecke in etwa 100...200 ms zur Ruhe. Deswegen ist für den normalen Zyklus eine Rechenzeit von etwa 200 ms angebracht. Die Speicher sollten mit  $K_0 = 10$  programmiert werden, damit die Drift klein bleibt. Dann genügen 50 ms für die Rechenzeit des komplementären Zyklus. Da keiner der Integrierer einen Anfangswert benötigt, kann die Pausenzeit sehr kurz gehalten werden. Damit ergeben sich die folgenden Zeiten:

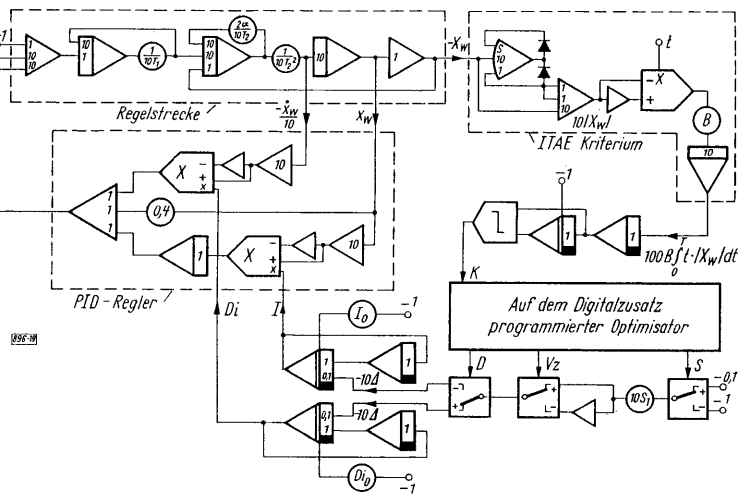


Bild 19: Analoger Teil des Optimisators nach dem Gauß-Seidel-Verfahren

$T_{P1} = 10$  ms,  $T_{R1} = 200$  ms,  
 $T_{P2} = 10$  ms,  $T_{R2} = 50$  ms,  
 $GT1 = GT2 = 10$  ms.

Den Herren Kretschmar, Müller und Nieß danken wir für ihre wertvolle Mitarbeit bei den Studien zur Realisierung des hybriden Analogrechners.

## Literatur

- [1] G. Meyer-Brötz, A. Kley, W. Giloi und G. Haußmann: Stand und Entwicklung der Technik der analogen und hybriden Rechner. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 4...16.
- [2] W. Giloi: Hybride Rechensysteme. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 82...100.
- [3] W. Giloi, G. Haußmann und R. Schwarz: Der Präzision-Analogrechner RA 800 HYBRID. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 112...115.
- [4] W. Giloi, G. Haußmann, J. Kretschmar, K. Müller und R. Schwarz: Die Steuerung des RA 800 HYBRID. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1 S. 115...120.
- [5] W. Giloi und R. Lauber: Analogrechnen. Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg, 1963.
- [6] R. Tomovic und N. Paresanovic: Solving integral equations on a repetitive differential analyzer. IRE Trans. Vol. EC-9 (Dez. 1960), S. 503...506.
- [7] R. Herschel und A. Kley: Proc. 4th Internat. Conference of AICA, Brighton, 1964.
- [8] J. Bendat: Principles and applications of random noise theory. J. Wiley & Sons, New York, 1958.
- [9] S. W. Golomb: Sequences with randomness properties (Internal Report), Glenn L. Martin Co., Baltimore, Md., June 14, 1955.
- [10] R. L. T. Hampton: A hybrid analog-digital pseudo-random noise generator. Proc. Spring Joint Computer Conference (1964), S. 287...301.
- [11] R. Herschel: Automatische Optimisatoren. Elektron. Rechenanlagen 3 (1961) H. 1, S. 30...36.
- [12] G. A. Bekey: Optimisation of multiparameter systems by hybrid computer techniques. Simulation (Febr. 1964), S. 19...32, (March 1964), S. 21...29.
- [13] G. Meyer-Brötz: Zur statistischen Theorie automatischer Optimisatoren. Elektron. Rechenanlagen 5 (1963) H. 3, S. 121...125.
- [14] K. H. Adler, W. Giloi und H. Zehle: Hybrid computation of optimal spacecraft trajectories. Proc. 4th Internat. Conference of AICA, Brighton, 1964.

# Hybride Rechnersysteme

Von W. Giloi \*)

Der prinzipielle Aufbau und einige Anwendungsgebiete hybrider Rechenanlagen haben bereits in diesem Heft an anderer Stelle [1] Erwähnung gefunden. Ziel des vorliegenden Beitrages ist es, detaillierte Überlegungen zur Organisation und Programmierung solcher Rechenanlagen beizusteuern, aus denen sich konkrete Regeln für Aufbau und Anwendung hybrider Rechnersysteme ableiten lassen. Da die zweckmäßigste Organisationsform auch eine Funktion der jeweiligen Aufgabenstellung für die Rechenanlage ist, werden wir zunächst mit einer Klassifizierung der Anwendungsgebiete hybrider Rechnersysteme unter dem Gesichtspunkt der mathematischen Aufgabenstellung beginnen. Anschließend wird dann die günstigste Organisationsform eines hybriden Rechnersystems betrachtet, wobei das Ziel im Vordergrund steht, die durch die unterschiedliche Arbeitsweise beider Rechner bedingten systematischen Fehler möglichst klein zu halten. Als Ergebnis erhalten wir definierte Anforderungen, die bei der Auswahl des Digitalrechners und beim Aufbau des Koppungssystems nach Möglichkeit zu erfüllen sind.

Es wird hier ferner erstmalig das Prinzip eines interpolierenden D/A-Umsetzers angegeben, der unabhängig von der gewählten Rechenperiode immer eine lineare Interpolation oder Extrapolation einer Ausgangsfunktion durchführt und damit wesentlich zur Steigerung der Genauigkeit digital erzeugter Funktionen beitragen kann.

Besondere Aufmerksamkeit wird der Frage gewidmet, wieweit die Fehler durch die unvermeidbare Zeitverschiebung zwischen einem Satz von Eingangsgrößen und den zugehörigen Ausgangsgrößen des Digitalrechners (bedingt durch dessen Rechenzeit) durch eine entsprechende Programmierung kompensiert werden können. Es wird ein neues Verfahren aufgezeigt, das durch einfach zu programmierende „digitale Filter“ zu einer sehr guten Fehlerkompensation führt, wobei die Fehler durch die nicht idealen Glättungsfilter (Haltekreise) am Ausgang des Digitalrechners mit kompensiert werden.

## 1. Klassifizierung der Anwendungsgebiete nach der Organisation des Rechenprogramms

Wie bereits in dem einführenden ersten Beitrag dieses Heftes [1] ausgeführt wurde, ist es eine notwendige Bedingung für einen sinnvollen Einsatz hybrider Rechnersysteme, daß ein wesentlicher Teil der Aufgabenstellung in der Berechnung des Verhaltens dynamischer Systeme besteht.

Im allgemeinen wird ein dynamisches System durch beliebige gewöhnliche oder partielle Differentialgleichungen beschrieben. Die übersichtlichste Form eines Systems gewöhnlicher Differentialgleichungen, die auch der Behandlung auf dem Rechner angepaßt ist, erfolgt durch eine Zustandsgleichung der Art

$$\frac{dY}{dt} = \Phi(Y, P, t) \quad ; \quad Y(0) = H \quad (1)$$

mit dem Zustandsvektor

$$Y = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ y_n(t) \end{bmatrix}$$

den Anfangswerten

$$H = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \eta_n \end{bmatrix} \quad \eta_i = y_i(0) \quad (2) \quad (3)$$

dem Parametervektor

$$P = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ P_r \end{bmatrix}$$

und dem Spaltenvektor

$$\Phi = \begin{bmatrix} \varphi_1(Y, P, t) \\ \varphi_2(Y, P, t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \varphi_n(Y, P, t) \end{bmatrix} \quad (4) \quad (5)$$

\*) Mitteilung aus dem Institut für Datentechnik der Technischen Universität Berlin

Partielle Differentialgleichungen lassen sich durch eine Zustandsgleichung nach (1) annähern, wenn man z. B. (bei Gleichungen zweier Veränderlicher) nach der einen Variablen diskretisiert und die zweite als kontinuierliche Variable bestehen läßt [2] [3] [4]. Sind die Zustandsgleichungen linear mit konstanten Koeffizienten, so vereinfacht sich Gl. (1) auf die lineare Zustandsgleichung ( $Y$  und  $F$  sind wieder entsprechende Spaltenvektoren,  $A$  ist eine (quadratische) Koeffizientenmatrix

$$\frac{dY}{dt} + AY = F(t). \quad (6)$$

Lineare Differentialgleichungen mit variablen Koeffizienten lassen sich, sofern für die Koeffizientenfunktionen ein analytischer Zusammenhang gegeben ist, in ein System (linearer) Zustandsgleichungen mit konstanten Koeffizienten umformen [2] [4].

Es kann nun einfach die Aufgabe gestellt sein, die Zustandsgleichung (1) unter den gegebenen Anfangsbedingungen (3) zu lösen (Anfangswertproblem). Ein Sonderfall ist die Simulation von Übertragungssystemen, bei der alle Anfangswerte Null sind und nur gewisse Störfunktionen  $F(t)$  auf das System wirken.

Es kann aber auch ein Randwertproblem vorliegen oder das noch komplexere Problem der Identifizierung und Modell-Findung. Im ersten Fall ist der (unbekannte) Vektor  $H$  zu finden, für den der Zustandsvektor  $Y$  bestimmte Randbedingungen erfüllt. Im zweiten Fall ist der Parametervektor  $P$  zu finden, für den die Zustandsgleichung bestimmte Randbedingungen erfüllt. Diese Aufgaben lassen sich im allgemeinen nur iterativ lösen.

Schließlich kann die Aufgabe gestellt sein, aus der Zustandsgröße  $Y$  bestimmte Bewertungsparameter zu berechnen (wie z. B. bei statistischen Untersuchungen), oder diese Größe in ein nach bestimmten Kriterien definiertes Optimum zu überführen (wie bei den Optimierungsaufgaben). In allen Fällen kommen — unter Umständen recht komplizierte — Algorithmen hinzu, die vom Rechnersystem ausgeführt werden müssen.

Unter dem Gesichtspunkt der Organisation des Rechenablaufs unterscheiden wir zwei Haupt-Anwendungsklassen, wobei es zweckmäßig ist, die zweite Klasse nochmals zu unterteilen (Tabelle 1).

**Tabelle 1: Einteilung nach Anwendungsklassen hybrider Rechensysteme unter dem Gesichtspunkt der Organisation des Rechenablaufs**

Klasse	Merkmal	Funktion des	
		Analogrechners	Digitalrechners
A	alternierende Arbeitsweise beider Rechner, nicht zeitkritisch	Lösung der Zustandsgleichungen mit hoher Rechengeschwindigkeit	Hilfsalgorithmen und Speicherung
S	S <sub>1</sub> simultane Arbeitsweise beider Rechner	Integration und andere lineare Operationen, einfachere nichtlineare Operationen	kompliziertere nichtlineare Operationen und Funktionsbildung, Speicherung
	S <sub>2</sub> zeitkritisch	abgeschlossene Teilsysteme, deren Lösung hohe Rechengeschwindigkeit und niedrige Lösungsgenauigkeit erfordern	abgeschlossene Teilsysteme, deren Lösung niedrige Rechengeschwindigkeit und hohe Lösungsgenauigkeit erfordern

## 2. Beispiele für die alternierende Arbeitsweise (Klasse A)

Alle diese Anwendungsfälle sind zwar nicht zeitkritisch im Sinne von Echtzeitbedingungen; die hohe Rechengeschwindigkeit des Analogrechners im hybriden Rechnersystem bietet aber große Vorteile, und zwar um so mehr, je mehr einzelne Rechenabläufe zur Lösung einer Zustandsgleichung für das Gesamtergebn erforderlich werden. Aufgaben der Klasse A können unter Umständen auch bereits mit einem hybriden Analogrechner [1] [12] gelöst werden, wenn die zugrunde liegenden Algorithmen und die zur Lösung notwendigen Rechenoperationen dies noch erlauben. Komplexere Aufgaben stellen in der Regel aber Anforderungen, die der hybride Analogrechner schwerlich erfüllen kann.

### 2.1 Optimierungsaufgaben

Die Grundaufgabe besteht darin, freie Parameter des Systems so zu bestimmen, daß ein gegebenes Funktional der Zustandsgröße — ein „Verhaltenskriterium“ — zu einem Minimum oder Maximum wird. Ein solches

Kriterium kann z. B. bei kontinuierlichen Lösungsfunktionen  $Y(t)$  das Integral

$$I = \int_0^T G(Y, X, P) dt \quad (7)$$

sein, wenn  $G$  eine geeignete Funktion und  $X$  ein Satz vorgegebener Vergleichs-Funktionen oder -Werte sind. Dieses Kriterium ist geeignet, die mathematischen Schwierigkeiten zu vermeiden, die mit einer kontinuierlichen Parameter-Optimalisierung bei dynamischen Vorgängen verbunden wären (dynamische Parameter-Optimalisierung). Die Konvergenz des Verfahrens hängt mit von der gewählten Funktion  $G$  ab.

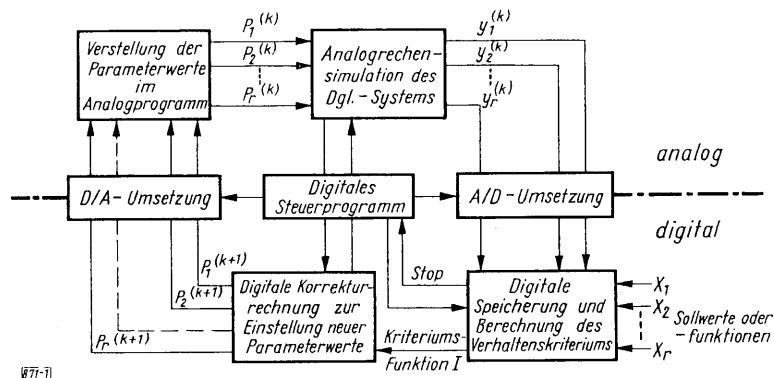


Bild 1:  
Blockdiagramm eines iterativen  
Optimalisierungs-Programms

Die Lösung des Problems der Parameter-Optimalisierung bei dynamischen Systemen erfolgt normalerweise iterativ, d. h. durch eine Folge von Rechenschritten, die sich jeweils über das Intervall  $T$  erstrecken. Dieser Vorgang wird dann abgebrochen, wenn das gesuchte Minimum oder Maximum hinreichend gut erreicht worden ist. Bild 1 zeigt ein allgemeines Blockdiagramm eines solchen Rechenverfahrens, aus dem die Aufteilung zwischen Analogrechner und Digitalrechner hervorgeht. Einen sehr guten Überblick über die Verfahren der Optimalisierung auf hybriden Rechenanlagen gibt [5].

## 2.2 Randwertprobleme, Identifizierung, Modellfindung

Diese Aufgaben sind dem oben skizzierten Optimalisierungsproblem sehr eng verwandt. Randwertprobleme können nach genau dem gleichen Verfahren gelöst werden, wenn die (unbekannten) Anfangswerte der Zustandsgleichung ebenfalls als freie Parameter betrachtet werden. Kriterium ist dann die Minimalisierung der entsprechend bewerteten Abweichungen zwischen den vorgeschriebenen und den in jedem Rechenschritt erreichten Randwert. Auch die Aufgaben der Identifizierung oder Modellfindung können auf die gleiche Weise behandelt werden, da auch hier freie Modellparameter so zu finden sind, daß ein bestimmtes Verhaltenskriterium (möglichst gute Übereinstimmung zwischen den Zustandsvariablen und bestimmten vorgegebenen Lösungs-Werten oder -Funktionen) erfüllt wird. Das am häufigsten benutzte Verhaltenskriterium ist das mittlere Fehlerquadrat zwischen Ist- und Soll-Werten oder -Funktionen.

## 2.3 Partielle Differentialgleichungen

Durch Diskretisierung aller unabhängiger Variablen bis auf eine (die als kontinuierliche Veränderliche bestehen bleibt) lassen sich partielle Differentialgleichungen durch ein System von Zustandsgleichungen approximieren. Bei homogenen Problemen sind die einzelnen Gleichungen dieses Systems untereinander identisch und nur die Rand- oder Störfunktionen verschieden. Verwendet man zur Diskretisierung sogenannte einseitige Differenzen, so kann man das System von Gleichungen fortschreitend lösen, indem man die verbleibende einzige Differentialgleichung auf dem Analogrechner immer wieder mit von Schritt zu Schritt variierten Störfunktionen und Randwerten löst. Diese Differentialgleichung wird dabei auf dem Analogrechner programmiert, während der Digitalrechner die Steuerung des Rechenablaufs und die Speicherung der Zwischenfunktionen übernimmt. Eine ausführliche Diskussion der möglichen Verfahren einschließlich der Betrachtung aller Stabilitätsfragen finden sich in [3].

## 2.4 Statistische Analysen und Meßwertverarbeitung

Zu den Aufgaben, die von einem hybriden Rechensystem in alternierender Arbeitsweise gelöst werden können, gehören ferner die Problemgruppen

- Aufbereitung und Verarbeitung von Meßdaten (data reduction),
- Fourier-Analyse,
- statistische Analyse am simulierten System usw.



Als repräsentatives Beispiel sei die statistische Analyse betrachtet. Hierbei können sowohl die Parametervektoren  $P(t)$  oder gewisse Störfunktionen  $F(t)$  stochastische Größen sein (im Sinne stochastischer Zeit-Prozesse) als auch die Anfangsvektoren (im Sinne eines Ensembles von Werten, die sich von Lösung zu Lösung statistisch ändern können). Gesucht werden bestimmte statistische Momente der Zustandsgröße  $Y$  (Mittelwert, Varianz, usw.), und zwar entweder im Sinne zeitlicher Erwartungswerte oder über ein Ensemble von Rechenergebnissen an einer bestimmten Stelle (z. B. am rechten Rand des Lösungsintervalls von  $Y(t)$ ).

Um die gewünschten Ergebnisse mit hinreichender statistischer Sicherheit zu erhalten, ist im Falle stochastischer Zeit-Prozesse die Beobachtung der Ergebnisfunktionen über einen hinreichend großen Zeitraum notwendig (was bei ergodischen Prozessen auch durch eine hinreichend häufige Wiederholung des Rechenablaufs ersetzt werden kann). Sind statt dessen statistische Momente über ein Ensemble von diskreten Ergebniswerten zu bilden, so wird ein hinreichend großer Stichprobenumfang erforderlich. Beides führt bei einer rein digitalen Behandlung sehr leicht zu untragbaren Rechenzeiten oder -kosten, oder man muß auf den genügend großen Stichprobenumfang und damit auf eine befriedigende Sicherheit der Ergebnisse verzichten, wodurch aber die größere Rechengenauigkeit des Digitalrechners nutzlos wird. Mit einem schnellen Analogrechner ist bei gleichem Kostenaufwand eine um Größenordnungen höhere Rechengeschwindigkeit zu erreichen, so daß sich mit vernünftigen Rechenzeiten und -kosten relativ genaue Ergebnisse (im statistischen Sinne) erzielen lassen. Die Genauigkeit der analogen Rechnung ist dabei immer noch höher als die erreichbare statistische Sicherheit.

Bei einer rein analogen Behandlung solcher Aufgaben würde man andererseits häufig auf erhebliche Schwierigkeiten bei der Auswertung stoßen. Bei der Berechnung der statistischen Parameter aus den analog gewonnenen Stichprobenwerten benötigt man oft gerade die Eigenschaften des Digitalrechners, so z. B. bei der Bildung empirischer Mittelwerte und höherer Momente über eine große Zahl diskreter Stichprobenwerte (unter Umständen mit Hilfe von Funktionstabellen wie die der *Student*-Verteilung, der  $\chi^2$ -Verteilung usw.), bei der Speicherung dieser Werte (z. B. zur Berechnung von Korrelationsfunktionen) und bei der Programmierung digitaler „Filter“, die die Sicherheit der Ergebnisse verbessern können, analog aber nicht zu realisieren sind.

Ähnlich sind oft die Verhältnisse bei der Aufbereitung und Verarbeitung von Meßdaten, wo in jedem Falle die Eigenschaften des Digitalrechners benötigt werden, wo aber durch zusätzliche analoge Rechenschaltungen der Digitalrechner sehr stark entlastet und damit die Wirtschaftlichkeit erhöht werden kann.

### 3. Simultane Arbeitsweise (Klasse S)

#### 3.1 Integrationen auf dem Analogrechner (Klasse $S_1$ )

Wir subsumieren in dieser Klasse alle Anwendungsfälle, bei denen das eigentliche Rechenprogramm zur Lösung einer Zustandsgleichung nach Gl. (1) auf dem Analogrechner programmiert wird, der Digitalrechner aber innerhalb des Analogprogramms eine Reihe von Aufgaben übernimmt, die der Analogrechner selbst nicht oder nur mangelhaft durchführen könnte.

Solche Aufgaben sind: die Bildung empirischer Funktionen von mehr als einer Variablen; die Simulation echter Totzeiten; die Lösung algebraischer Gleichungssysteme; die Durchführung sehr komplexer logischer Entscheidungen; die Durchführung einer Kette von nichtlinearen Operationen mit erhöhten Genauigkeitsansprüchen; komplizierte Koordinatentransformationen; funktionale Transformationen sowie allgemein die Speicherung einer größeren Zahl von Werten.

In allen diesen Fällen ist der Digitalrechner ein Teil des Analogrechenprogramms, indem er bestimmte Rechenelemente oder Elementgruppen (die sich analog nicht realisieren lassen) ersetzt. Ein Beispiel zeigt Bild 2. Wesentlich ist, daß hierbei das digitale Rechenprogramm Bestandteil analoger Rückkopplungsschleifen ist, durch die bestimmte Differentialgleichungen gelöst werden sollen. Dies hat häufig sehr

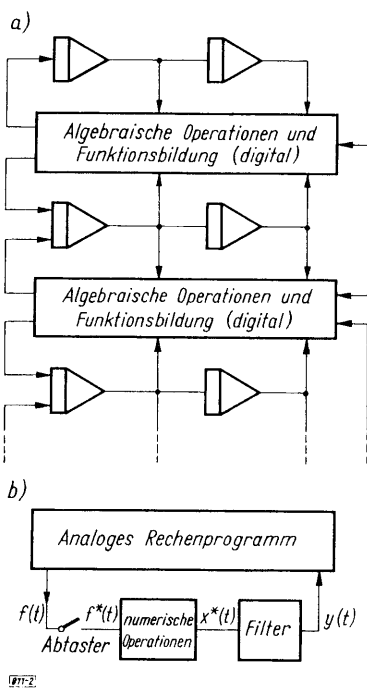


Bild 2: Beispiel für die Anwendungsklasse  $S_1$   
 a) Schematische Darstellung eines Rechenprogramms zur Lösung eines Systems von Differentialgleichungen zweiter Ordnung  
 b) Darstellung eines A/D/A-Kanals als Abtastsystem

ernste Genauigkeits- oder Stabilitätsprobleme zur Folge, da der Diskretisierungsvorgang und die durch die Rechenzeit des Digitalrechners bedingten Verzögerungen oft erhebliche Betrags- und Phasenfehler in die Lösungen einschleppen können. Dieser Fall ist extrem zeitkritisch.

### 3.2 Simultane Arbeitsweise, Integration geschlossener Teilsysteme auf dem Analogrechner und dem Digitalrechner (Klasse $S_2$ )

Dieser Fall ist der der eigentlichen Simulation mit dem hybriden Rechnersystem, über den schon in [1] einiges gesagt wurde. Ein typisches Beispiel der Simulation eines gelenkten Flugkörpers wurde dort bereits angegeben. Wesentlich ist bei dieser Art der Programmierung, daß sowohl auf dem Analogrechner wie auch auf dem Digitalrechner in sich abgeschlossene Teilsysteme (d. h. Teil-Zustandsgleichungen) berechnet werden. Damit erheben sich in erster Näherung nur die Genauigkeits- und Stabilitätsfragen der analogen und digitalen (numerischen) Simulation je für sich allein. Die Anwendungsklasse ist aber ebenfalls noch zeitkritisch.

## 4. Organisation der Ein- und Ausgabe analoger Daten im Digitalrechner

### 4.1 Fehlerquellen

Die verschiedenen Anwendungsklassen (A,  $S_1$  und  $S_2$ ) stellen auch unterschiedliche Anforderungen an die Organisation eines hybriden Rechnersystems.

Am wenigsten kritisch ist die Anwendungsklasse A, bei der Analogrechner und Digitalrechner alternierend arbeiten. Zwischen den einzelnen Rechenschritten bleibt dadurch genügend (wenn es sein muß, beliebig viel) Zeit zur Datenübertragung von einem Rechner zum anderen. Da nur diskrete Werte zu transferieren sind, können keine dynamischen Fehler entstehen; die verwendeten Umsetzer müssen nur die nötige statische Genauigkeit haben.

Die besten heute erhältlichen Umsetzer arbeiten mit einem Fehler, der dem Fehler der genauesten analogen Rechenelemente entspricht (etwa  $1 \cdot 10^{-4}$ ), so daß ihr Beitrag zum Gesamtfehler einer Lösung vernachlässigbar klein bleibt. Die eigentliche Problematik einer Kopplung von Analogrechner und Digitalrechner liegt damit auch nicht so sehr in der Unterschiedlichkeit der Wertedarstellung beider Rechner, sondern vor allem in der Unterschiedlichkeit der Arbeitsweise begründet, also in der Tatsache, daß beim Analogrechner alle Teiloperationen gleichzeitig (parallel) ausgeführt werden, beim Digitalrechner aber nacheinander (sequentiell). Die dadurch entstehenden Probleme wirken sich in den Anwendungsfällen der Klasse S aus.

Besonders kritisch ist hier der Fall  $S_1$ , bei dem der Digitalrechner „on line“ in dem analogen Lösungsprogramm eingeschaltet ist (Bild 2a). Hier wären im Idealfalle kontinuierliche Signale vom Analogrechner zum Digitalrechner zu transferieren und dort zu verarbeiten, wobei die Ergebnisse dieser Verarbeitung ohne Zeitverzögerung zum Analogrechner zurückzuführen wären. Beides ist naturgemäß durch die Arbeitsweise des Digitalrechners ausgeschlossen.

Die Unterschiedlichkeit der Wertedarstellung bedingt bei der Übertragung analoger Werte in den Digitalrechner eine vorhergehende Abtastung, um aus den kontinuierlichen Signalen diskrete Wertefolgen zu erhalten. Bei der Übertragung digitaler Werte in den Analogrechner sind zunächst die diskreten Wertefolgen wieder in ein (zumindest abschnittsweise) stetiges Signal zurückzuverwandeln (Bild 2b). Die sequentielle Arbeitsweise des Digitalrechners bedingt normalerweise, daß zwischen einem Satz von Eingabewerten und dem zugehörigen Satz von Ausgabewerten eine Zeitverschiebung um eine Abtastperiode  $T$  eintritt, da in der Regel erst ein Satz von Eingabewerten verarbeitet und ausgegeben sein muß, bevor der nächste Satz von Werten eingegeben werden kann. Die Abtastperiode  $T$  richtet sich also nach der Summe der Ausführungszeiten aller Operationen, die notwendig sind, um aus einem Satz von Eingabegrößen den zugehörigen Satz von Ausgabegrößen zu berechnen.

Sind für eine Kopplung von Digitalrechner und Analogrechner mehr als ein Datenkanal in jeder Richtung erforderlich, was der Normalfall ist (die durchschnittliche Zahl von Datenkanälen liegt in der Regel bei 1 bis 20 in jeder Richtung), so ist weiterhin zu berücksichtigen, daß die auf den einzelnen Kanälen vom Analogrechner angelieferten Daten nur nacheinander in den Digitalrechner eingegeben werden können und die vom Digitalrechner errechneten Resultate auch nur sequentiell anfallen. Wir haben damit außer den statischen Fehlern der Umsetzer, Multiplexer usw. folgende Fehlerquellen zu betrachten:

1. Fehler durch das Abtasten,
2. Fehler durch die zeitliche Verschiebung um eine Abtastperiode zwischen den Eingangsgrößen und den zugehörigen Ausgangsgrößen,

3. Fehler durch die zeitliche Versetzung der einzelnen Eingangs- und Ausgangsgrößen untereinander, wenn mehr als ein Datenkanal notwendig ist.

Alle diese Fehlerquellen können erhebliche Auswirkungen auf Genauigkeit und Stabilität der Lösungen haben, weshalb man im allgemeinen besondere Maßnahmen dagegen zu treffen hat, auf die wir im folgenden Abschnitt noch näher zu sprechen kommen werden.

Da bei der simultanen Arbeitsweise immer ein Satz von Werten einzugeben, zu verarbeiten und anschließend die Ergebnisse auszugeben sind, bevor mit der Eingabe des nächsten Satzes von Werten begonnen werden kann, nennen wir einen solchen Zyklus „Eingeben-Rechnen-Ausgeben“ einen „Rechenschritt“ (computation frame) und die zugehörige Zeit eine „Rechenperiode“ (frame time). Die Rechenperiode setzt sich also zusammen aus der eigentlichen Rechenzeit, die zur Durchführung aller Rechenoperationen eines Rechenschritts benötigt wird, und den Zeiten für die Ein- und Ausgabe, in denen aber auch die von den Umsetzern benötigten Zeiten enthalten sind.

Zunächst ist es evident, daß alle drei genannten Fehlerquellen einen um so geringeren Einfluß bei vorgegebener Rechengeschwindigkeit haben, je schneller die Ein- und Ausgabe und je größer die Rechengeschwindigkeit des Digitalrechners ist. Die Rechengeschwindigkeit des Digitalrechners, gemessen z. B. in der mittleren Zahl von Rechenoperationen je Sekunde, ist innerhalb der Grenzen des heute überhaupt Erreichbaren eine Frage des Aufwands. Auf die Frage der Auswahl des geeigneten Rechners werden wir später noch eingehen. Zunächst wollen wir annehmen, daß die Rechengeschwindigkeit festliegt.

#### 4.2 E/A-Organisation

Die Zeit, die innerhalb der Rechenperiode für die Ein- und Ausgabe benötigt wird, hängt von drei Faktoren ab:

1. von der Verarbeitungsrate der Umsetzer, Multiplexer usw.,
2. von der Ein- und Ausgaberate des Digitalrechners
3. von der E/A-Organisation des Digitalrechners, die ihrerseits wieder durch bestimmte technische Eigenschaften des Rechners festgelegt wird.

Typische Zeiten für die Arbeitsgeschwindigkeit der Umsetzer sind gegenwärtig (noch)

etwa  $10 \mu\text{s}$  Einstellzeit für den D/A-Umsetzer,

etwa 40 bis  $50 \mu\text{s}$  Konvertierungszeit für die gesamte Kette Multiplexer-Haltekreis-A/D-Umsetzer.

Diese Zeiten, die vor ein bis zwei Jahren noch als bestmögliche Werte galten [6], werden sich noch verkürzen. Gegenwärtig gibt es bereits D/A-Umsetzer auf dem Markt, deren Konvertierungszeit bei etwa  $5 \mu\text{s}$  liegt, so daß für die gesamte Kette eine Zeit in der Größenordnung von  $10 \dots 20 \mu\text{s}$  erreichbar ist. Durch verbesserte Schaltungen und verbesserte Organisation solcher Umsetzer wird die  $10 \mu\text{s}$ -Umsetzung in naher Zukunft nicht teurer sein als heute die  $50 \mu\text{s}$ -Umsetzung.

Die Ein- und Ausgaberate des Digitalrechners hängt von der Art der Datenübertragung zwischen E/A-Kanal und Rechner ab. Es ist zunächst klar, daß eine Ganzwort-Eingabe und -Ausgabe wesentlich schneller als eine zeichenweise Übertragung ist, wie sie bei manchen Rechnern gebräuchlich ist. Die Anforderungen an den Kanal sind bei einer sinnvoll aufgebauten Hybridanlage wesentlich höher als bei den klassischen Peripheriegeräten (Magnetbandeinheiten, Lochkarteneinheiten, Drucker). Wir betrachten die Möglichkeit einer schnellen Ganzwort-Eingabe als eine Minimalforderung an einen Digitalrechner im hybriden System.

Darüber hinaus gibt es dann zwei mögliche Organisationsformen:

- a) die normalerweise übliche programmierte Ein- und Ausgabe über das Rechenwerk in den Speicher,
- b) die automatische Ein- und Ausgabe unmittelbar in den Speicher bzw. aus dem Speicher (direct memory access, interlace, usw).

Im erstgenannten Fall ist der Rechner während der E/A-Vorgänge für das eigentliche Rechnen blockiert. Da alle zur Ein- und Ausgabe notwendigen Schritte programmiert werden müssen, dauert jeder einzelne Ein- und Ausgabevorgang relativ lange (etwa 10 bis 15 Speicherzyklen).

Die automatische Eingabe muß nicht für jeden einzelnen E/A-Vorgang programmiert werden, setzt dafür aber besondere technische Einrichtungen im E/A-Kanal voraus (sogenanntes „interlace“). Diese enthalten unter anderem (count-down)-Zähler, in die vor dem Start der Ein- oder Ausgabe eines ganzen Datenblocks die geforderte Blocklänge eingeschrieben wird, sowie Adreßregister, in denen die Adressen des jeweiligen Peripheriegerätes und die Adresse der ersten Speicherzelle steht. Außerdem muß der E/A-Kanal gepuffert sein.

Auch bei der automatischen Ein- und Ausgabe sind zu jedem E/A-Ausgang einige vorbereitende Befehle nötig, die Ein- oder Ausgabe eines Datenblocks erfolgt dann jedoch unabhängig vom Rechenwerk, so daß dieses

während dieser Zeit weiterarbeiten kann. Dem Rechenwerk werden je Wort lediglich ein bis zwei Speicherzyklen „weggenommen“ (sogenanntes „cycle stealing“), so daß sich die reine Rechenzeit jetzt je Wort nur um maximal zwei Speicherzyklen erhöht. Der dadurch gewonnene Vorteil beträgt ein Vielfaches der geringen Mehrkosten.

Zunächst wird man durch die automatische Ein- und Ausgabe in erster Näherung unabhängig von der Übertragungsrate der Umsetzer, da auch bei relativ langen Konvertierungszeiten der Rechner währenddessen nicht blockiert wird. Die Rechenperiode reduziert sich so unabhängig von der resultierenden E/A-Geschwindigkeit praktisch auf die reine Ausführungszeit der Rechenoperationen. Bei einem modernen mittleren Rechner und den angegebenen mittleren Konvertierungszeiten wird sich dadurch bei etwa 10 bis 20 Datenkanälen in jeder Richtung eine Ersparnis an Rechenzeit von grob geschätzt 1 ms ergeben. Wie sehr diese Ersparnis zu Buche schlägt, hängt davon ab, wie groß die eigentliche Rechenzeit für einen Schritt ist<sup>1)</sup>.

Tatsächlich besteht der Hauptvorteil der automatischen Eingabe in Verbindung mit der sehr schnellen Konvertierung aber darin, daß die zeitliche Versetzung, die die auf den einzelnen Datenkanälen eingegebenen Werte zwangsläufig untereinander haben, stark reduziert wird. Beträgt die Zeitverschiebung z. B. nur noch etwa 10  $\mu$ s von Kanal zu Kanal, so wird in den meisten Fällen (mit Sicherheit in allen Fällen der Klasse  $S_2$ ) die dritte der oben angeführten Fehlerquellen vernachlässigt werden können. Dies scheint uns der Hauptvorteil der automatischen Ein- und Ausgabe zu sein. Die erzielte Ersparnis von etwa 1 ms in der Rechenperiode ist darüber hinaus ein zusätzlicher Vorteil.

#### 4.3 Adressierte und zyklische Ein- und Ausgabe

Schließlich besteht bei der Ein- und Ausgabe von Analogwerten bei mehr als einem Datenkanal in jeder Richtung die prinzipielle Möglichkeit,

1. die einzelnen Kanäle durch Angabe ihrer Adresse im digitalen Rechenprogramm gezielt anzuwählen (frei adressierte Eingabe oder „random access“) bzw.
2. die Reihenfolge fest vorzugeben („zyklische Eingabe“).

Für die Anwendungsfälle der Klassen  $S_1$  und  $S_2$  kommt in der Regel nur die zyklische Ein- und Ausgabe in Frage. Eine individuelle Adressierung jedes einzelnen E/A-Vorgangs wird höchstens bei Anwendungen der Klasse A und auch hier nur in seltenen Fällen gefragt sein.

Die programmierte Ein- und Ausgabe erlaubt natürlich den „random access“, da in dem jeweiligen E/A-Programm die Adresse des gerade geforderten Kanals angegeben werden kann. Auch die automatische E/A-Organisation schließt diesen Anwendungsfall nicht aus. Wir haben bereits erwähnt, daß für jeden E/A-Block Anfangsadresse und Blocklänge anzugeben sind. Gibt man als Anfangsadresse die Adresse des gerade aktuellen Kanals und wählt man die Blocklänge gleich 1, so erhält man den „random access“, verliert dabei aber alle Vorteile der automatischen Ein- und Ausgabe. Der Normalfall ist aber unbedingt der der zyklischen Ein/Ausgabe in vorgegebener Reihenfolge, wobei Anfangsadresse und Länge eines Zyklus jederzeit variiert werden können.

### 5. Fehler durch das Abtasten und die nachfolgende Glättung

Im folgenden sei die Theorie der Abtastvorgänge als bekannt vorausgesetzt bzw. auf die Literatur verwiesen [7]. Bekanntlich entsteht durch das Abtasten einer Zeitfunktion  $f(t)$  mit einer zugehörigen Spektralfunktion  $F(j\omega)$  eine sogenannte Abtastfunktion  $f^*(t)$ , deren Spektrum jetzt aus einer periodischen Fortsetzung des Spektrums der Originalfunktion besteht (Bild 3), wobei die Periode durch die Faltungsfrequenz

$$\omega_s = 2\pi / T \quad (8)$$

gegeben ist ( $T$  ist die Abtastperiode). Wird  $\omega_s$  im Verhältnis zu den Frequenzen im Originalspektrum zu klein, so besteht die Gefahr, daß sich die einzelnen Teilspektren der Abtastfunktion überlappen. Um dies zu vermeiden, muß folgende notwendige Bedingung erfüllt sein.

Bezeichnet  $S(f)$  das Leistungsdichtespektrum einer analogen Eingangsgröße, so muß gelten

$$S(f) = 0 \quad \text{für} \quad f \geq \frac{1}{2T} \quad (9)$$

<sup>1)</sup> Bei einer mittleren Rechengeschwindigkeit von nur  $10^5$  Operationen/s entspricht dies aber schon im Mittel 100 (z. B. arithmetischen) Operationen.

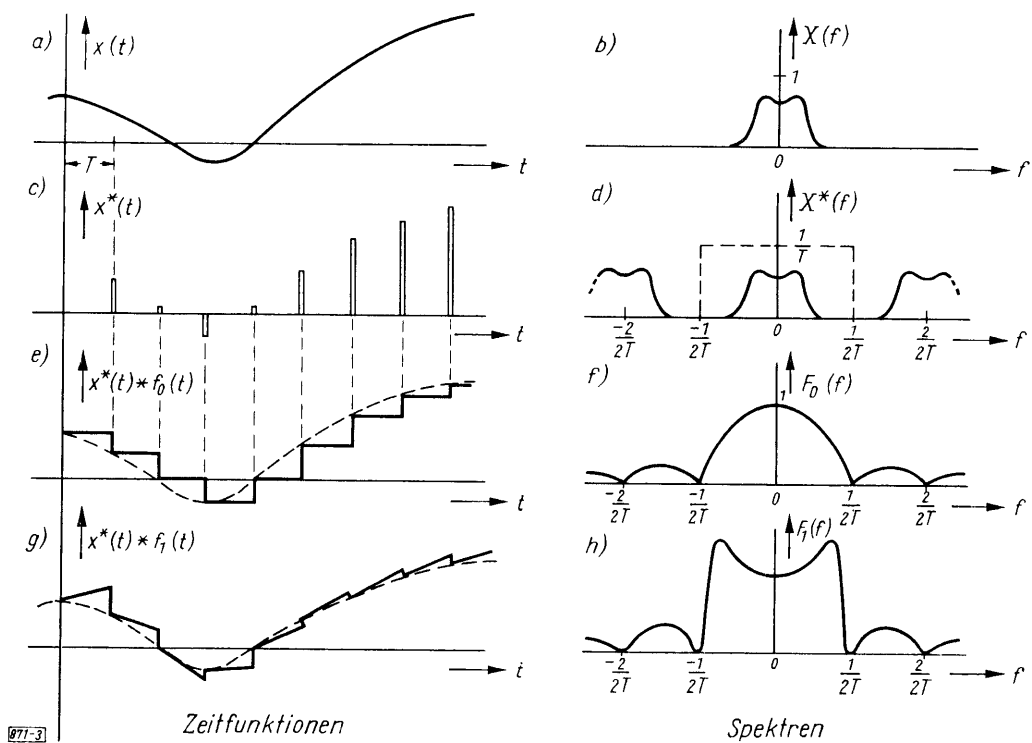


Bild 3: Beispiel für den Verlauf einer Zeitfunktion, der zugehörigen Abtastfunktion sowie der durch die Filter nullter und erster Ordnung geglätteten Abtastfunktionen  
a) Zeitfunktion  $x(t)$ ,  
b) zugehörige Frequenzfunktion,  
c) durch Abtasten von  $x(t)$  entstehende Abtastfunktion  $x^*(t)$ ,  
d) zugehöriges Spektrum,  
e) Abtastfunktion, durch Filter nullter Ordnung geglättet,  
f) Spektrum der Filterfunktion nullter Ordnung,  
g) Abtastfunktion, durch Filter erster Ordnung geglättet und  
h) Spektrum der Filterfunktion erster Ordnung. (Bei den Frequenzfunktionen ist jeweils nur der Betragsverlauf gezeichnet.)

Wird diese Bedingung verletzt, so entsteht ein Informationsverlust, der nachträglich auf keine Weise mehr rückgängig gemacht werden kann. Aus den sich überlappenden, gefalteten Spektren kann auch das beste Filter nicht mehr das Originalspektrum herausziehen.

Wie gut nun nach der digitalen Verarbeitung zugeordneter Abtastwerte die Ergebnisse wieder in ein analoges Ausgangssignal zurückverwandelt werden, hängt von der Art des am Ausgang verwendeten Glättungsfilters ab. Nach dem Abtasttheorem kann aus einem Abtastspektrum das Originalspektrum durch einen sogenannten „idealen Tiefpaß“ fehlerfrei wiedergewonnen werden (Bild 3). Der ideale Tiefpaß ist aber nicht realisierbar, sondern kann nur (mit erheblichem Aufwand) approximativ verwirklicht werden. Bei realisierbaren Filtern können folgende Fehler entstehen.

1. Durch den nichtidealen Frequenzgang wird das Hauptspektrum (das durch die mathematische Operation verformte Originalspektrum) nicht fehlerfrei wiedergewonnen, sondern mehr oder weniger verformt.
2. Durch die nichtideale Selektion werden durch die Filterung die Nebenspektren nicht vollständig unterdrückt.

Da es die Aufgabe des Filters ist, aus den diskreten Zahlenfolgen des Digitalrechners wieder (zumindest abschnittsweise) stetige Funktionen zu machen, kann diese nicht vom Digitalrechner selbst wahrgenommen werden. Das Filter muß vielmehr immer gesondert realisiert werden.

Das am einfachsten zu realisierende Filter ist der sogenannte „Haltekreis nullter Ordnung“. Dieser Kreis hält einen Abtastwert  $x^i = x^*(i T)$  solange konstant, bis nach der Zeit  $T$  der nächste Wert  $x^{i+1} = x^*((i+1) T)$  auftritt<sup>2)</sup>. Man kann die Filterung auch als eine Extrapolationsaufgabe auffassen. Das Filter nullter Ordnung entspricht dann einem Extrapolator, der einfach den jeweils letzten Wert bis zum Auftreten des nächsten Wertes konstant hält.

<sup>2)</sup> Man beachte, daß hier wie im folgenden hochgestellte Indizes die Zuordnung diskreter Werte zu den einzelnen Abtast-Zeitpunkten angeben, also keine Potenzen darstellen.

Den nächsthöheren Schritt in Richtung auf das ideale Filter stellt dann der sogenannte „Haltekreis erster Ordnung“ dar, der eine lineare Extrapolation ausführt. Im Idealfalle würde dabei von einem Wert  $x^i = x^*(iT)$  mit der Steigung  $(x^i)' = x'(iT)$  fortgeschritten. Da diese Steigung normalerweise nicht bekannt ist, approximiert man sie durch den Differenzquotienten, den man aus den Werten  $x^i$  und  $x^{i-1}$  bilden kann. Bild 3 zeigt das Beispiel einer kontinuierlichen Funktion  $x(t)$ , der zugehörigen Abtastfunktion  $x^*(t)$  und den „geglätteten“ Funktionen  $y_0(t)$  und  $y_1(t)$ , wie sie aus  $x^*(t)$  durch Filter nullter und erster Ordnung gewonnen werden, sowie die zugehörigen Spektren.

Die Übertragungsfunktion eines Filters nullter Ordnung lautet

$$F_0(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1 - e^{-sT}}{s} = T \frac{1 - e^{-sT}}{Ts} \quad (10)$$

Für  $s = j\omega$  folgt aus Gl. (10)

$$F_0(j\omega) = T \cdot \frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2} e^{-j\omega T/2} \quad (11)$$

Die Abweichung dieser Funktion von einem idealen Tiefpaß ist erheblich. Wenn wir uns vorstellen, daß wir Bedingung (9) ganz ausnützen würden, wären erhebliche Fehler durch Verformung des Hauptspektrums und mangelhafte Unterdrückung der Nebenspektren zu erwarten. Deshalb muß die Abtastperiode  $T$  so gewählt werden, daß das Originalspektrum weit vor Erreichen der Frequenz  $\omega_{\max} = \omega_s/2$  abgeklungen ist, bzw. daß  $\omega_{\max} T < \pi$  ist. Je mehr dies der Fall ist, umso mehr konzentrieren sich gleichzeitig die Nebenspektren in der Umgebung der Nullstellen-Frequenzen der  $((\sin x)/x)$ -Funktion. Für  $\omega T/2 \ll 1$  können wir den Ausdruck (11) in eine Potenzreihe entwickeln

$$\frac{F_0(j\omega)}{T} = \left[ 1 - \frac{(\omega T)^2}{24} + 0((\omega T)^4) \right] e^{-j\omega T/2} \quad (12)$$

Der (linear mit der Frequenz ansteigende) Phasenwinkel  $(-\omega T/2)$  entspricht einem reinen Laufzeitglied. Im Sinne der klassischen Filtertheorie entsteht dadurch kein Übertragungsfehler, was aber so zu verstehen ist, daß sich die einzelnen Komponenten des Spektrums zwar wieder phasenrichtig zusammensetzen, die Gesamtfunktion aber zeitlich verschoben ist. In der Rückführungsschleife von Analogrechenschaltungen entstehen durch diese Laufzeit natürlich entsprechende Fehler in der Lösung, wenn nicht sogar ernsthafte Stabilitätschwierigkeiten [2]. Deshalb besteht hier der Wunsch nach einer möglichst geringen Phasenverschiebung.

Dieser Wunsch wird wesentlich besser vom Filter erster Ordnung erfüllt. Die Laplace-Transformierte lautet hier

$$F_2(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = T(1+sT) \left( \frac{1 - e^{-sT}}{sT} \right)^2 \quad (13)$$

Mit  $s = j\omega$  folgt

$$F_2(j\omega) = T \sqrt{1 + (\omega T)^2} \left( \frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2} \right)^2 e^{-j(\omega T - \arctg \omega T)} \quad (14)$$

Für  $\omega T/2 \ll 1$  ergibt hier die Potenzreihenentwicklung

$$\frac{F_2(j\omega)}{T} = \left[ 1 + \frac{10}{24}(\omega T)^2 + 0((\omega T)^4) \right] \exp \left\{ -j \left[ \frac{(\omega T)^3}{3} + 0((\omega T)^5) \right] \right\} \quad (15)$$

Der Betragsfehler ist damit zwar (in erster Näherung) zehnmal größer geworden als beim Filter nullter Ordnung, der Phasenfehler geht aber jetzt mit der dritten Potenz von  $(\omega T)$  und ist damit sehr viel kleiner.

Wir haben bei den bisherigen Fehlerbetrachtungen die unvollkommene Selektion der Filterfunktionen gegen Nebenspektren außer acht gelassen. Tatsächlich ist die Selektion bei der Funktion  $F_2(j\omega)$  zwar etwas schlechter als bei  $F_0(j\omega)$ . Bei der angegebenen Größenordnung für die Zahl der Abtastungen je Periode ist dieser Effekt aber nicht kritisch. Da das Verhältnis der unteren Grenzfrequenz des ersten Nebenspektrums zur oberen Grenzfrequenz des Hauptspektrums gleich der um Eins verminderten Zahl der Abtastungen ist, ergibt sich ein Abstand, der z. B. leicht den Einsatz zusätzlicher „klassischer“ Selektionsmittel erlaubt. Bei

einem Betrieb nach Klasse  $S_1$ , bei dem die digital zu verarbeitenden Frequenzen gleich den Eigenfrequenzen der analogen Rechenschaltung sind, ist dies aber kaum notwendig, da im allgemeinen hier die analoge Rechenschaltung schon die nötige Selektion bewirkt.

Die Realisierung der Glättungsfilter muß, wie bereits erwähnt, außerhalb des Digitalrechners erfolgen, wobei das Filter erster Ordnung etwas aufwendiger als das Filter nullter Ordnung ist (s. Anhang). Es ist daher naheliegend, das unbefriedigende Verhalten des Filters nullter Ordnung gleichzeitig mit den ohnehin durchzuführenden numerischen Operationen rechnerisch zu verbessern.

## 6. Fehlerkorrektur

### 6.1 Fehler durch die Zeitverschiebung zwischen Eingabe und Ausgabe zugehöriger Werte beim Digitalrechner und ihre Korrektur

Wir bezeichnen im folgenden mit dem Vektor  $U^i$  den Satz von (diskreten) Eingabewerten, die zum Zeitpunkt ( $i T$ ) anfallen, und mit  $V^i$  den Satz von zugehörigen Ausgabewerten, die durch algebraische Operationen aus den Eingabewerten errechnet werden.

$$U^i = \begin{bmatrix} u_1^i \\ u_2^i \\ \vdots \\ u_m^i \end{bmatrix}; \quad V^i = \begin{bmatrix} v_1^i \\ v_2^i \\ \vdots \\ v_n^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1^i(U^i) \\ f_2^i(U^i) \\ \vdots \\ f_n^i(U^i) \end{bmatrix}. \quad (16)$$

(Selbstverständlich müssen bei den Verknüpfungsoperationen  $v = f(U)$  nicht alle Komponenten des Vektors  $U$  vertreten sein.) Je nach Aufgabenstellung kann  $m \geq n$  sein oder umgekehrt. Ersteres ist z. B. der Fall, wenn vorwiegend Multiplikationen, Divisionen usw. durchzuführen sind, also Operationen, wo zwei (und mehr) Komponenten von  $U$  zu einem Wert  $v$  führen. Letzteres ist denkbar in Fällen, in denen z. B. eine Anzahl von

Funktionen  $v_1, v_2, \dots$  desselben Arguments  $u_k$  zu bilden sind. Wenn wir nach Bild 4 den Rechenprozeß in seinem zeitlichen Ablauf schematisch darstellen, so stellen wir fest, daß der Satz von Werten  $V^i$ , der aus den zur Zeit  $t = i T$  eingegebenen Größen  $U^i$  berechnet wurde, erst zum Zeitpunkt  $t = (i + 1) T$  ausgegeben werden kann, wenn  $T$  die für die Rechnung notwendige Zeit ist. Da es bei einer simultanen Rechnung über viele Perioden von  $T$  nicht sinnvoll ist, einen neuen Satz von Werten einzugeben, bevor die vorhergehenden Resultate ausgegeben worden sind, ist  $T$  normalerweise gleich der Abtastperiode bei der Eingabe.

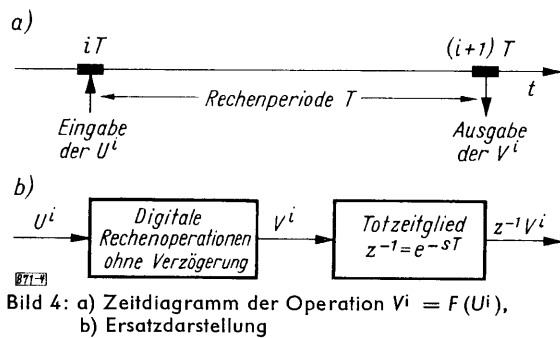


Bild 4: a) Zeitdiagramm der Operation  $V^i = F(U^i)$ ,  
b) Ersatzdarstellung

Wir hätten es nur dann mit den reinen Abtastfehlern zu tun, wenn zur Zeit  $t = (i + 1) T$  die Werte  $V^{i+1} = F(U^{i+1})$  ausgegeben werden könnten, was aber nicht möglich ist. Die Verschiebung der Resultatwerte um genau einen Rechenschritt  $T$  wirkt wie ein zusätzliches Totzeitglied mit der Totzeit  $T$  in der Schleife. Dieser Effekt läßt sich prinzipiell nicht vermeiden. Da er aber gravierender ist als die Fehler oder Stabilitätsschwierigkeiten durch unvollkommene Glättungsfilter, sollte man ihn zu kompensieren versuchen.

Eine Möglichkeit zu einer solchen Kompensation bietet z. B. die lineare Extrapolation. Wir würden den Fehler durch die Zeitverschiebung  $T$  völlig kompensieren, wenn es möglich wäre, aus dem Vektor  $U^i$  an Stelle des Vektors  $V^i$  den Vektor

$$V^{i+1} = z \cdot V^i \quad (17)$$

zu berechnen. Was wir z. B. durch Extrapolation erhalten können, ist ein Näherungswert für  $V^{i+1}$ , gebildet aus den vorhergehenden Werten  $V^i, V^{i-1}, \dots$ .

Im Fall einer linearen Interpolation erhalten wir z. B. wieder als Näherungswert für  $V^{i+1} = z V^i$

$$W^{i+1} = 2 V^i - V^{i-1} = V^i (2 - z^{-1}) = z V^i (2 z^{-1} - z^{-2}). \quad (18)$$

Wir können dieses Ergebnis so interpretieren, daß  $W^{i+1}(z)$  gleich dem idealen Wert  $V^{i+1}$  ist, der aber noch ein Fehlerglied mit der Z-Übertragungsfunktion

$$\frac{W^{i+1}}{V^{i+1}} = E_T(z) = 2z^{-1} - z^{-2} \quad (19)$$

oder mit  $z = e^{sT}$  (20)  $E_T(s) = 2e^{-sT} - e^{-2sT}$  (21)

zu durchlaufen hat. Den dabei entstehenden Fehler können wir für  $sT \ll 1$  wieder durch eine Reihenentwicklung abschätzen.

Für  $s = j\omega$  folgt mit  $\omega T \ll 1$

$$E_T(j\omega) = [1 + (\omega T)^2 - 0((\omega T)^4)] \exp\{-j[(\omega T)^3 - 0((\omega T)^5)]\} \quad (22)$$

Wie ein Vergleich mit Gl. (15) zeigt, verhält sich diese Extrapolation ähnlich wie ein Filter erster Ordnung. Tatsächlich sind die Ausgangswerte aber noch diskrete Zahlenwerte, so daß das Filter in jedem Falle noch zu folgen hat.

Mit dem Filter erster Ordnung nach Gl. (15) folgt aus der Potenzreihenentwicklung der gesamten Übertragungsfunktion  $E_T(j\omega) \cdot F_1(j\omega)$

$$\frac{E_T(j\omega) \cdot F_1(j\omega)}{T} = \left[1 + \frac{17}{12}(\omega T)^2 + 0((\omega T)^4)\right] \exp\left\{-j\left[\frac{4}{3}(\omega T)^3 + 0((\omega T)^5)\right]\right\} \quad (23)$$

Nach den Betrachtungen am Ende des vorhergehenden Abschnitts ist annähernd das gleiche Ergebnis zu erwarten, wenn wir nur ein Filter nullter Ordnung verwenden und um  $3T/2$  extrapolieren. Mit dem Ansatz

$$E_{3T/2}(s) = \frac{1}{2}[5e^{-sT} - 3e^{-2sT}] \quad (24)$$

folgt nach einer Reihenentwicklung

$$\frac{E_{3T/2}(j\omega) \cdot F_0(j\omega)}{T} = \left[1 + \frac{22}{12}(\omega T)^2 - 0((\omega T)^4)\right] \exp\left\{-j\left[\frac{5}{2}(\omega T)^3 - 0((\omega T)^5)\right]\right\} \quad (25)$$

also ein Ergebnis, das praktisch dem von Gl. (23) entspricht. Mit etwa 50 Abtastungen je Periode ergibt sich damit ein Phasenfehler von etwa  $\pi \cdot 10^{-3}$  und ein Betragsfehler von etwa 3%.

## 6.2 Gemeinsame Korrektur der durch Abtasten und Rechenzeit bedingten Fehler

Man kann das hier an Beispielen aufgezeigte Kompensationsverfahren noch verbessern und eine Theorie für die bestmögliche Kompensation, das ist eine Kompensation, die bei gegebenem Rechenaufwand zu kleinsten Fehlern führt, aufstellen [8]. Der Grundgedanke hierbei ist, wie im Beispiel jeden auszugebenden Wert zunächst

**Tabelle 2: Digitale Filter zur optimalen Kompensation und Restfehler**

Filter	Ordnung der Diff.-Gleichung	Differenzgleichung	Fehlerfunktion
nullter Ordnung	2	$w^i = -2\left(y^i - \frac{3}{2}w^{i-1}\right)$	$\left(1 - \frac{5}{12}(\omega T)^2\right) e^{-j\frac{(\omega T)^3}{4}}$
	3	$w^i = -12\left(y^i - \frac{2}{3}w^{i-1} - \frac{5}{12}w^{i-2}\right)$	$\left(1 + \frac{31}{16 \cdot 45}(\omega T)^4\right) e^{-j\frac{(\omega T)^3}{24}}$
	4	$w^i = -24\left(y^i - \frac{13}{24}w^{i-1} - \frac{13}{24}w^{i-2} + \frac{1}{24}w^{i-3}\right)$	$\left(1 + \frac{11}{24 \cdot 30}(\omega T)^4\right) e^{-j\frac{(\omega T)^3}{75}}$
erster Ordnung	3	$w^i = -\frac{12}{5}\left(y^i - \frac{11}{6}w^{i-1} + \frac{5}{12}w^{i-2}\right)$	$\left(1 - \frac{31}{240}(\omega T)^4\right) e^{-j\frac{(\omega T)^3}{3}}$
	4	$w^i = -12\left(y^i - \frac{5}{6}w^{i-1} - \frac{7}{12}w^{i-2} + \frac{1}{3}w^{i-3}\right)$	$\left(1 + \frac{3}{80}(\omega T)^4\right) e^{-j\frac{(\omega T)^3}{45}}$



mit dem Polynom  $P(z) = z \cdot P_1(z)$  zu multiplizieren, um durch den Faktor  $z = e^{sT}$  die Rechenzeit zu kompensieren. Das verbleibende Restpolynom  $P_1(z)$  kann dann so bestimmt werden, daß erstens  $P(z)$  realisierbar ist und zweitens  $P_1(z)$  möglichst viele Glieder niedrigster Ordnung in der Potenzreihenentwicklung der Filterfunktion ( $F_0$  oder  $F_1$ ) kompensiert. Dies sind gerade so viele Glieder, wie der Grad von  $P(z)$  bzw. der zugehörigen Differenzgleichung (des „digitalen Filters“) angibt.

Wir müssen hier aus Platzgründen darauf verzichten, den dabei einzuschlagenden Weg im einzelnen aufzuzeigen, sondern wollen in Tabelle 2 die Ergebnisse zusammenstellen. Wie ein Blick auf die Tabelle und ein Vergleich der vorhergehenden Ergebnisse zeigt, ist auf diesem Weg eine außerordentlich gute Kompensation der durch das Abtasten und die Rechenzeit des Digitalrechners entstehenden Fehler möglich, so daß diese Methode der von verschiedenen Autoren vorgeschlagenen Fehlerkompensation [9] [10] [11] bei weitem vorzuziehen ist.

### 6.3 Fehler durch zeitliche Versetzung der Ein- und Ausgabewerte untereinander

Die durch die zeitliche Versetzung der Komponenten von  $U$  und  $V$  entstehenden Fehler können zwar prinzipiell nach dem gleichen Verfahren mit kompensiert werden, praktisch ist dies jedoch nicht zu empfehlen. Da grundsätzlich jede der  $m$  Eingangsgrößen mit jeder anderen zu verknüpfen und das Ergebnis wiederum auf jeden beliebigen der  $n$  Ausgabekanäle auszugeben sein kann, würden sich entsprechend komplizierte Überlegungen bezüglich der effektiven Rechenperioden für die einzelnen Ausgabegrößen ergeben. Der einfachste Weg bei diesen Fehlern ist, sie möglichst gar nicht entstehen zu lassen. Dies kann auf zwei Wegen geschehen:

1. durch zusätzliche gerätetechnische Maßnahmen auf der Ein- und Ausgabeseite (zusätzlichen hardware-Aufwand), auf die wir im folgenden Abschnitt noch zu sprechen kommen werden, oder
2. durch eine so hohe Ein-/Ausgabe-Rate, daß die geringen Zeitunterschiede vernachlässigbar sind. Diesen Fall haben wir bereits in Abschnitt 4 diskutiert.

### 6.4 Einfluß der digitalen Rechenoperationen

Schließlich muß noch ein wichtiger Punkt betrachtet werden. Wir haben im vorhergehenden immer von der Anzahl von Abtastungen je Periode des abgetasteten Signals gesprochen. Dieser Vorstellung liegt die Annahme eines sinusförmigen Signals zugrunde. In Wirklichkeit werden die zu verarbeitenden Signale natürlich selten rein sinusförmig sein, so daß bei der Betrachtung der Fehler die Periode der höchsten Schwingung zugrunde zu legen ist, die im Spektrum des Signals noch eine signifikante Rolle spielt. Was dabei noch als „signifikant“ zu betrachten ist, ist eine Frage der Erfahrung.

Selbst wenn man aber aus den Kenntnissen des Systems heraus, das auf dem Rechner programmiert ist, einen Anhalt für die zu erwartenden „kritischen“ Frequenzen hat, muß man beachten, daß durch die (vorwiegend nichtlinearen) Rechenoperationen im Digitalrechner eine Verformung des Spektrums der Signale zu erwarten ist. So ergibt z. B. die Multiplikation zweier Signale ein neues Signal mit dem Spektrum, in dem die Summen- und Differenzfrequenzen der Originalspektren auftreten.

Bei nichtlinearen digitalen Operationen ist es ferner nicht belanglos, ob das Kompensationsfilter vor der Ausführung der Rechenoperationen oder erst danach programmiert wird. Wir betrachten dies am allgemeinen Beispiel einer Funktion von  $n$  Variablen  $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ . Wenn wir zunächst eine Näherung für den Funktionswert  $f^{i+1}$  dadurch bilden, daß wir näherungsweise setzen

$$x_1^{i+1} \approx x_1^i + D x_1^i, \quad x_2^{i+1} \approx x_2^i + D x_2^i \quad \text{usw.}, \quad (26)$$

wobei  $D$  ein geeignet gewählter Differenzenoperator (mit linksseitigen Differenzen) ist, so erhalten wir

$$A_V^i = f(x_1^i + D x_1^i, x_2^i + D x_2^i, \dots, x_n^i + D x_n^i) \approx f^{i+1}. \quad (27)$$

Wir können eine Abschätzung für  $f^{i+1}$  aber auch aus den vorhergehenden Funktionswerten

$$f^i = f(x_1^i, x_2^i, \dots, x_n^i), \quad f^{i-1} = f(x_1^{i-1}, x_2^{i-1}, \dots, x_n^{i-1})$$

usw. bilden, indem wir entsprechend ansetzen

$$A_n^i = f^i + D f^i \approx f^{i+1}. \quad (28)$$

Die Approximationen  $A_n^i$  und  $A_n^i$  für den gesuchten (zukünftigen) Funktionswert  $f^{i+1}$  müssen (und werden im Regelfalle) nicht übereinstimmen. Wie groß diese Abweichung von Fall zu Fall wird, läßt sich durch eine Taylor-Entwicklung abschätzen.

Beispiel Es sei  $f(x_1, x_2) = x_1 \cdot x_2$   
 Hieraus folgt für  $A^i$   
 und mit  $dx \approx Dx$

$$df(x_1, x_2) = x_1 dx_2 + x_2 dx_1$$

$$A_n^i = x_1^i \cdot x_2^i + x_1^i D x_2^i + x_2^i D x_1^i + D x_1^i D x_2^i$$

$$A_n^i = x_1^i \cdot x_2^i + x_1^i D x_2^i + x_2^i D x_1^i + 0 (D^2 x_1^i, D^2 x_2^i)$$

Der Unterschied zwischen beiden Ausdrücken liegt also in einem Fehlerglied zweiter Ordnung. Im Rahmen der ohnehin betrachteten Genauigkeit (Fehlerglieder zweiter Ordnung werden in der Reihenentwicklung für  $A_n^i$  nicht berücksichtigt, auch der Unterschied zwischen dem Differential  $dx$  und der Differenz  $Dx$  ist mindestens von zweiter Ordnung) stimmen beide Ausdrücke in diesem Fall überein.

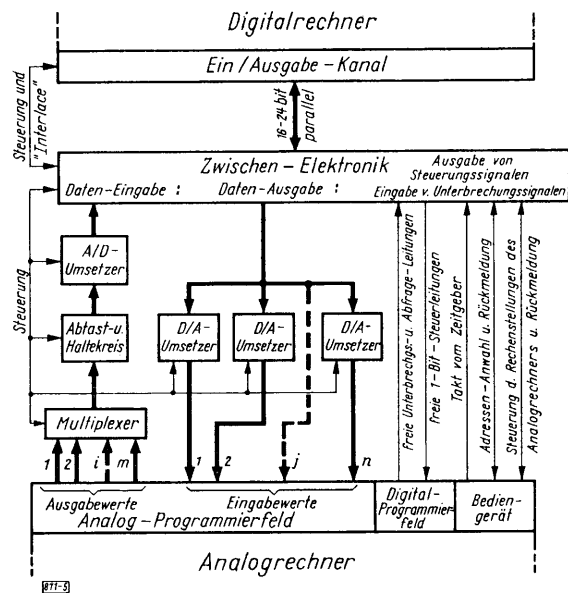


Bild 5: Blockschaltbild eines hybriden Rechnersystems. In den Eingangskanälen 1...m und in den Ausgangskanälen 1...n sind eventuell notwendige konventionelle Filter (Tiefpässe) zur Rauschunterdrückung nicht gezeichnet.

## 7. Organisation des Koppelwerkes

Ein hybrides Rechnersystem, mit dem alle in den Abschnitten 1 und 2 angeführten Problemklassen behandelt werden können, wird durch das Blockdiagramm Bild 5 beschrieben. Nach diesem Bild bestehen zwischen dem Digitalrechner und dem Analogrechner im Hybridsystem vier verschiedene Verbindungswege, die im einzelnen folgende Funktionen haben:

1. Übertragung von Steuerkommandos vom Digitalrechner zum Analogrechner,
2. Meldung bestimmter Rechenzustände und Quitting von digitalen Steuerkommandos vom Analogrechner an den Digitalrechner,
3. Übertragung von Rechendaten vom Analogrechner zum Digitalrechner,
4. Übertragung von Rechendaten vom Digitalrechner zum Analogrechner.

### 7.1 Steuerkommandos für den Analogrechner

Steuerkommandos, die vom Digitalrechner an den Analogrechner geliefert werden, dienen dazu,

- a) den Analogrechner in die gewünschte Betriebs- oder Prüfstellung zu versetzen („Betriebsartenwahl“),
- b) bestimmte Rechenelemente anzuwählen („analoge Anwahl“) und
- c) als sogenannte „freie“ Steuerleitungen direkt auf das analoge Rechenprogramm einzuwirken (durch Einzelsteuerung von Integrierern, Setzen von elektronischen Schaltern usw.).

Bei binärer Codierung kann man mit 10 bit etwa 1000 Rechenelemente adressieren; da nie mehr als 10 Prüf- und Rechenstellungen des Analogrechners vom Digitalrechner aus einzustellen sein werden, kann man in diesem Fall auch einen „1 aus 10“- oder „1 aus 12“-Code verwenden. Über die notwendige Zahl von „freien“ Steuerkommandos ist keine generelle Angabe möglich, da diese Zahl vom Rechenprogramm abhängt. Maximal 24 bit scheinen uns immer ausreichend zu sein, da ja auch hier bei Bedarf die Möglichkeit einer Entschlüsselung besteht, wozu man die Logikelemente im Digitalzusatz des Analogrechners verwenden kann [12].

Das Steuerwort von 12 bis 24 bit wird zweckmäßigerweise parallel zum Digitalrechner ausgegeben. Durch zwei Kennbit kann angegeben werden, ob es sich um a) ein Kommando zur Betriebsartensteuerung des Analogrechners oder b) um eine Adresse für das analoge Anwahlsystem oder c) um eine Anzahl freier Steuerkommandos, deren Wirkung programmiert werden muß, handelt.

### 7.2 Eingabe binärer Informationen in den Digitalrechner

Wichtige Informationen, die dem Digitalrechner mitgeteilt werden müssen, sind Angaben, in welcher Betriebsstellung der Analogrechner gerade ist, und ob Rechenelemente sich in der Übersteuerung befinden.

Da die analogen Integrierer ja in einem festen Zeitmaßstab arbeiten, muß auch ein entsprechender Takt vom Zeitgeber des Analogrechners (der sogenannten „Realzeit-Uhr“) zum Digitalrechner geliefert werden, damit alle Ein- und Ausgabevorgänge zeitrichtig verlaufen. Es ist ferner zweckmäßig, bei jeder Betätigung des analogen Anwahlsystems durch den Digitalrechner die Adresse des wirklich angewählten Elements rückzumelden, wodurch gegebenenfalls Fehler erkannt werden können.

Für die Rückmeldung all dieser (binären) Informationen gibt es zwei Möglichkeiten: erstens die Benutzung von „Abfrage-Leitungen“ (sense-lines) und zweitens die Benutzung von „Unterbrechungs-Leitungen“ (interrupt-lines). Abfrage-Leitungen sind Eingänge in den Digitalrechner, bei denen per Programm (durch einen entsprechenden Befehl) abgefragt werden kann, ob eine (binäre) Information ansteht oder nicht. Sie sind billig, kosten aber Rechenzeit, da solche Abfragebefehle ja bei jedem Rechenzyklus immer wieder auszuführen sind. Wird hingegen ein (binäres) Signal auf eine Unterbrechungs-Leitung gegeben, so wird dadurch unmittelbar die Ausführung eines bestimmten (wählbaren) Befehls eingeleitet, unabhängig davon, womit der Rechner gerade beschäftigt war, vorausgesetzt, daß die gerade laufende Rechnung niedrigere Priorität hat.

Über einen Unterbrechungs-Eingang wird man einem Digitalrechner z. B. melden, wann der Analogrechner in die Übersteuerung geht. Da dieses Ereignis normalerweise nicht vorhergesehen werden kann, scheidet eine Meldung über eine Abfrage-Leitung aus. Einen weiteren Unterbrechungs-Eingang wird man benutzen, um durch den Takt des Analogrechner-Zeitgebers einen Eingabe- oder Ausgabe-Zyklus einzuleiten.

Insgesamt benötigt man für die interne Organisation des Zusammenspiels zwischen Digitalrechner und Analogrechner etwa drei bis vier Unterbrechungs-Leitungen und etwa ebenso viele Abfrage-Leitungen. Die Zahl der notwendigen freien Leitungen zur Eingabe von binären Informationen in den Digitalrechner hängt ebenso wie bei den freien Steuerleitungen vom Programm ab. Ein vernünftiger Wert scheint uns die Zahl von 12 Unterbrechungs- und 12 Abfrage-Leitungen zu sein.

Es erscheint nach dem Vorhergehenden kaum nötig, darauf hinzuweisen, daß die Steuerung einer hybriden Rechanlage praktisch immer durch das Digitalrechnerprogramm erfolgt.

### 7.3 Eingabe analoger Daten in den Digitalrechner

Analogdaten, die in den Digitalrechner eingegeben werden sollen, müssen zuvor durch einen A/D-Umsetzer in die digitale Wertedarstellung umgesetzt werden. Werden mehr als zwei Eingabekanäle benötigt, so ist es wirtschaftlicher, nur einen einzigen A/D-Umsetzer zu verwenden und ihn durch einen vorgeschalteten „Multiplexer“ für alle Kanäle (im Zeitmultiplex) zu benutzen. Da der normale, nach dem Prinzip des schrittweisen Abgleichs [6] arbeitende A/D-Umsetzer während des Umsetzvorganges eine konstante Eingangsspannung voraussetzt, wird zwischen dem Multiplexer und dem A/D-Umsetzer noch ein sogenannter „Abtast- und Haltekreis“ benötigt, der für die Dauer der Umsetzung den jeweiligen Analogwert speichert. Ein solcher Kreis kann auch dazu beitragen, die Eingaberate zu erhöhen, da dadurch der Multiplexer bereits noch während des Umsetzvorganges weiterschaltet werden kann. Er soll selbstverständlich eine möglichst kleine Einstellzeit (auf einen neu angelegten Wert) und eine kleine „Öffnungszeit“ (beim Abtasten) haben, muß aber während des Umsetzvorganges (etwa 5 bis 50  $\mu$ s) mit der gewünschten Genauigkeit halten.

Mit dem nach beendeter Umsetzung in den Digitalrechner eingegebenen Wert muß unter Umständen zunächst noch eine Formatanpassung (Codewandlung, Normalisierung, Festkomma/Gleitkomma-Transformation oder ähnliches) durchgeführt werden. Bei automatischer Eingabe mit Speicher-Direktzugriff (s. Abschnitt 4) wird man alle Eingabewerte zunächst in die dafür reservierten Speicherzellen schreiben; nach Eingabe des ersten Wertes aber sofort mit den notwendigen Rechenoperationen zur Formatanpassung beginnen, so daß praktisch keine Zeit verlorengeht.

### 7.4 Ausgabe digitaler Daten in den Analogrechner

Bei der Ausgabe digitaler Rechenergebnisse an den Analogrechner könnte im Prinzip auch wieder ein einziger D/A-Umsetzer mit einem darauffolgenden analogen Multiplexer eingesetzt werden. Da die auszugebenden Werte aber bis zum Erscheinen der nächsten Werte „gehalten“ werden müssen, müßten in diesem Fall in jeden der  $n$  Multiplexerausgänge analoge Speicherelemente (praktisch also weitere  $n$  Haltekreise) eingesetzt werden. Außerdem wären diese schwerer zu realisieren, da sie jetzt nicht nur während der Umsetzerzeit eines A/D-Umsetzers, sondern während eines ganzen Rechenintervalls halten müßten, also etwa die 1000fache Zeit. Aus diesen Gründen setzt man bei  $n$  Ausgabekanälen vorzugsweise  $n$  parallele D/A-Umsetzer ein, die man über einen digitalen Multiplexer nacheinander lädt. Die notwendige Speicherung (s. Abschnitt 5) erfolgt dann im Eingaberegister des D/A-Umsetzers.

Man kann jetzt ferner alle D/A-Umsetzer als sogenannte „multiplizierende Umsetzer“ [6] ausbilden, in denen der ausgegebene Digitalwert mit einer beliebigen Analogspannung multipliziert wird. Diese Möglichkeit ist außerordentlich wertvoll, da sie unter Umständen erlaubt, analoge Multiplizierer einzusparen, was nicht nur die Wirtschaftlichkeit stark erhöht, sondern auch der Lösungsgenauigkeit zugute kommt. Insbesondere kann man jetzt jeden D/A-Umsetzer als digital gesteuertes Potentiometer in der analogen Rechenschaltung einsetzen. Man sollte daher in keinem Fall auf diese Möglichkeit verzichten.

Es ist darüber hinaus möglich, den D/A-Umsetzer nach einem Vorschlag des Verfassers so zu modifizieren, daß er zwischen den einzelnen Ausgabewerten eine lineare Interpolation oder Extrapolation durchführt. Der Aufbau eines solchen „interpolierenden“ D/A-Umsetzers wird im Anhang erläutert.

Da — wie wir im vorhergehenden zeigten — die D/A-Umsetzer eines hybriden Rechensystems als Glättungsfilter im Sinne der Abtasttheorie fungieren, liegt der Gedanke nahe, den extrapolierenden D/A-Umsetzer, der ja die Eigenschaft eines Filters erster Ordnung hat, zu benutzen, um die durch das Abtasten entstehenden Fehler zu verringern. Hier ist aber die Kompensationsmethode nach Abschnitt 6.2, die keinen nennenswerten Mehraufwand an Rechenzeit erfordert, vorzuziehen. Der interpolierende oder extrapolierende D/A-Umsetzer ist damit vorzugsweise ein Werkzeug zur Verbesserung der Approximationsgenauigkeit von im Digitalrechner erzeugten Funktionen. Deshalb ist es auch nicht notwendig, alle D/A-Umsetzer eines Systems mit dieser Eigenschaft auszustatten.

#### 7.5 Gerätetechnische Maßnahmen gegen eine zeitliche Versetzung der Komponenten eines Ein- oder Ausgabevektors

Durch besondere gerätetechnische Maßnahmen kann man eine Versetzung der Abtastzeitpunkte zwischen den einzelnen Kanälen auf der Ein- und Ausgabeseite vermeiden. Hierzu muß man auf der Eingabeseite jeden Eingangskanal des Multiplexers mit einem eigenen Abtast- und Haltekreis ausrüsten und auf der Ausgabeseite jeden D/A-Kanal mit einem zusätzlichen (Zwischen-)Speicherregister.

Zu Beginn eines Eingabezyklus können so alle zu übertragenden Signale auf einen bestimmten Takt hin gleichzeitig abgetastet und gespeichert werden. Bei einem Ausgabezyklus werden zunächst alle Zwischenspeicher (sequentiell) geladen. Auf einen bestimmten Takt hin wird anschließend die gespeicherte Information gleichzeitig in die zugehörigen Eingaberegister aller D/A-Umsetzer übertragen.

Der Mehraufwand besteht bei  $m$  Eingabe- und  $n$  Ausgabekanälen in  $m$  zusätzlichen Abtast- und Haltekreisen und  $n$  zusätzlichen Registern von der Wortlänge des Umsetzers und übersteigt damit spürbar den Mehraufwand für die besonders schnelle Konvertierung mit automatischer Ein- und Ausgabe, ohne die zusätzliche Ersparnis in der Rechenperiode zu bieten. Wir empfehlen daher den zweiten Weg.

Sollte in Sonderfällen einmal auch die sehr kurze Zeitversetzung um etwa  $10 \mu\text{s}$  von Kanal zu Kanal bei der „schnellen“ Eingabe stören (die Versetzung bei der Ausgabe ist ja noch geringer), so kann man in Sonderfällen immer auf die bei jedem modernen Analogrechner vorhandene Möglichkeit zurückgreifen, einzelne Integrierer des Analogrechners als Abtast- und Haltekreise zu benutzen.

#### 7.6 Ablauf eines Rechenschritts

In den Anwendungsfällen der Klasse A wird jeder einzelne Rechenschritt (auch des Analogrechners) im Digitalprogramm durch entsprechende Befehle bzw. Prozeduren festgelegt, wobei (z. B. bei Iterationsverfahren) ein solches Programm eine Anzahl von Schleifen erhalten kann.

Bei den Anwendungsfällen der Klasse S wird bereits jeder einzelne Rechenablauf in eine entsprechend große Zahl von Rechenschritten mit immer wiederkehrender Folge von Rechenoperationen aufgelöst. Dieser Ablauf sollte, wie bereits ausgeführt, automatisch erfolgen.

Theoretisch besteht hier ein Rechenschritt in dem Zyklus „Eingabe von Analogwerten in den Digitalrechner — Durchführung des digitalen Rechenprogramms — Ausgabe der Ergebnisse an den Analogrechner“. Die notwendigen Operationen zur Formatanpassung bei der Eingabe und Ausgabe sowie für die digitale Filterung zur Fehlerkompensation beziehen wir in das Rechenprogramm mit ein. Bei einem Rechner mit Speicher-Direktzugriff kann bei geeigneter Organisation das Rechenprogramm mit den E/A-Vorgängen zeitlich überlappt werden.

Die in Abschnitt 6.2 behandelte Methode der Fehlerkompensation setzt voraus, daß für alle Komponenten des Eingabevektors  $U^i$  und des zugehörigen Ergebnisvektors  $V^i$  die gleiche Zeitverschiebung um die Rechenperiode  $T$  besteht. Praktisch werden die einzelnen Komponenten von  $V^i$  bereits zu verschiedenen Zeitpunkten

im Laufe des digitalen Rechenablaufs anfallen. Sie müssen daher auf dafür reservierten Speicherplätzen so lange gespeichert werden, bis auch das letzte Ergebnis  $v_n^i$  vorliegt, so daß der gesamte Vektor  $V^i$  dann praktisch auf einen Schlag ausgegeben werden kann.

Die eigentliche Rechenzeit  $T_r$  je Rechenschritt (ohne die Zeit für den E/A-Vorgang und die Wartezeit) ist von vornherein nicht genau bekannt und kann höchstens abgeschätzt werden. Entsprechend dieser Abschätzung wird dann eine „äußere“ Rechenperiode  $T$  so gewählt, daß die „innere“ Rechenzeit  $T_r$  plus der Zeit für Ein- und Ausgabe mit Sicherheit in  $T$  enthalten ist. Eine gewisse Verlustzeit wird dabei in der Regel in Kauf genommen werden müssen.

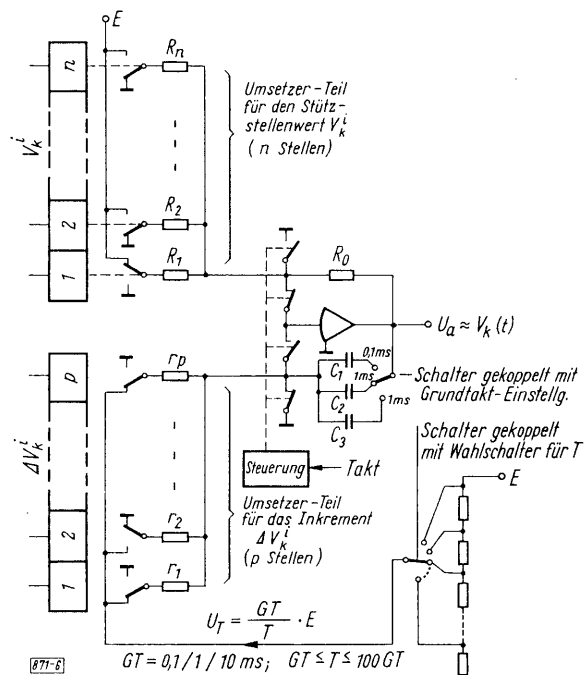


Bild 6: Zweckmäßige E/A-Organisation bei der zyklischen, automatischen Eingabe und Ausgabe von Analogwerten

Um nun eine möglichst gute Kompensation zu erhalten, muß der zeitliche Abstand zwischen der Eingabe des Vektors  $U^i$  und der Ausgabe der zugehörigen  $V^i$  genau der gewählten Periode  $T$  entsprechen und von der inneren Rechenzeit  $T_r$  unabhängig sein, da diese weder genau bekannt noch von Schritt zu Schritt konstant sein muß. Diese Forderung und die Forderung nach Überlappung von Rechnung und Ein/Ausgabe kann durch eine Organisation der Datenübertragung nach Bild 6 erfüllt werden. Der theoretische Zyklus „Eingabe-Rechnen-Ausgabe“ wird dabei in den Zyklus „Eingabe des Vektors  $U^i$  — Ausgabe des Vektors  $W^i \approx z \cdot V^{i-1}$  — Berechnung des Vektors  $V^i$ , usw.“ modifiziert (wir benutzen obige Schreibweise, um die funktionale und zeitliche Zuordnung der Vektoren zum Ausdruck zu bringen). Der Abstand zwischen Eingabe und Ausgabe zugehöriger Werte bleibt dabei gleich der Periode  $T$ .

Bei dieser Organisationsform muß nur durch einen Taktgeber-Impuls auf einer zugeordneten Unterbrechungs-Leitung der Zyklus gestartet werden. Ist die Eingabe des Vektors  $U^i$  beendet, so schließt sich unmittelbar die Ausgabe des im vorhergehenden Schritt berechneten Vektors  $W^i$  an. Sobald auch nur der erste Wert von  $U^i$  ( $u_1^i$ ) eingegeben worden ist, kann gleichzeitig das Rechenprogramm mit den vorbereitenden Rechnungen (Formatanpassung) starten. Bei richtiger Wahl der Periodenzeit  $T$  wird kurz nach Beendigung der gesamten Rechnung der nächste Startimpuls für den Zyklus ( $i + 1$ ) auftreten.

Eine Steuerelektronik hat für den richtigen Ablauf, d. h. die zeitlich richtige Steuerung der Multiplexer, Abtast- und Haltekreise, A/D- und D/A-Umsetzer zu sorgen. Der Ablauf selbst kann dabei asynchron erfolgen; d. h. der nächste Eingabevorgang wird z. B. durch eine Fertigmeldung des A/D-Umsetzers ausgelöst usw. Sollte eine Synchronisation mit den internen Takten des Digitalrechners bestimmte Vorteile bringen, so ist natürlich auch dieses möglich.

Die Rechenperiode  $T$  sollte möglichst in zwei Dekaden (mit einer Genauigkeit von etwa  $10^{-5}$ ) eingestellt werden können. Zweckmäßig sind dabei die Grundtakte 0,1; 1; 10 ms, die dann mit einer zweistelligen Dezimalzahl  $1 \leq p \leq 100$  multipliziert werden können. Das Rechenprogramm sollte immer ein Kennzeichen (eine „Flagge“) enthalten, das das Ende der Rechnung eines Schrittes angibt. Eine Überwachung kann dafür sorgen, daß Alarm gegeben wird, wenn ein neuer Zeitgeber-Takt zum Start der nächsten Periode auftritt, bevor die Flagge gesetzt wurde, das Rechenprogramm also zu Ende ist. Auf diese Weise besteht neben einer Fehlersicherung die Möglichkeit, die günstigste Rechenperiode  $T$  relativ leicht empirisch zu bestimmen.

Komfortabler noch ist eine unmittelbare Anzeige der Wartezeit (in Zeiteinheiten), die man sich aber auch mit den Elementen des Digitalzusatzes des Analogrechners — falls gewünscht — programmieren kann.

## 8. Recherauswahl und Wirtschaftlichkeitsbetrachtung

Unter einem hybriden Rechnersystem verstehen wir eine Anlage, bei der die Größe und Leistungsfähigkeit des Digitalrechners und des Analogrechners aufeinander abgestimmt sind. Natürlich kann man ein Hybrid-system auch so aufbauen, daß man in einem Großrechenzentrum an den dort installierten Digitalrechner

unter vielen anderen Peripheriegeräten auch einen Analogrechner anschließt. In diesem Falle müssen aber die Eigenschaften des Digitalrechners als vorgegeben angenommen werden, da dieser sicherlich nicht unter dem Gesichtspunkt des Hybridrechnens ausgewählt wird.

Aus allen vorhergehenden Betrachtungen ist bereits hervorgegangen, daß ein Digitalrechner im hybriden Rechnersystem bestimmte Eigenschaften bezüglich Rechengeschwindigkeit, E/A-Organisation, Unterbrechungssystem, Wortlänge usw. erfüllen sollte. Gegenwärtig gibt es eine ganze Reihe solcher Digitalrechner mittlerer Größe mit relativ hoher Rechengeschwindigkeit von mindestens  $10^5$  Operationen je Sekunde (gemessen z. B. im Gibson-Mix) und den geforderten „Prozeß-Rechner-Eigenschaften“.

Bei einem bereits vorhandenen Großrechner, der die geforderten „Prozeßrechner-Eigenschaften“ nicht oder nur teilweise besitzt, kann die hier propagierte E/A-Organisation, gekennzeichnet durch eine zyklische und automatisch ablaufende, möglichst schnelle Ein- und Ausgabe auch erreicht werden, wenn man den entsprechenden Aufwand in die Kopplungselektronik verlegt.

In der genannten mittleren Rechengeschwindigkeit sind „table lookup“-Prozeduren nicht enthalten, da es praktisch unmöglich ist, für die hierzu benötigten Zeiten eine allgemeinere Abschätzung zu treffen. Hier gehen individuelle Eigenschaften des Programms wie die Anzahl der Variablen, der Stützstellen je Variable und gewisse „hardware“-Eigenschaften des Rechners zu sehr ein. Der Digitalrechner sollte aber unbedingt mindestens ein zusätzliches Indexregister (zu den zwei arithmetischen Registern) haben, nach Möglichkeit (für Funktionen von mehr als einer Variablen) aber mehrere, oder mehrere Schnellspeicher mit sehr kleiner Zykluszeit. Nur so können „table lookup“-Prozeduren zur Erzeugung von Funktionen mehrerer Variablen in einer tragbaren Rechenzeit (die trotzdem dann noch einige Millisekunden betragen kann) durchgeführt werden.

Will man bei sehr komplexen Rechenoperationen innerhalb eines Rechenschritts alle Skalierungsprobleme vermeiden, so muß man von der Festkomma-Darstellung in die Gleitkomma-Darstellung übergehen. Dadurch kann sich die Zeit für einen Rechenschritt ganz erheblich erhöhen, wenn die Gleitkomma-Operationen im Rechner per Unterprogramm ablaufen und dadurch etwa die zehnfache Zeit der Festkomma-Operationen benötigen. Ist der Gesichtspunkt der Rechengeschwindigkeit entscheidend, so sollte der Digitalrechner im hybriden Rechnersystem unbedingt mit einer verdrahteten „Gleitkomma-Arithmetik“ ausgerüstet sein, wodurch sich etwa die gleichen Ausführungszeiten wie für die entsprechenden Festkomma-Operationen ergeben.

Die Frage nach der Wirtschaftlichkeit hybrider Rechnersysteme im Vergleich zu reinen Analogrechenanlagen oder Digitalrechnern ist schwer generell zu beantworten. Ein hybrides Rechnersystem bietet, wie wir gesehen haben, hinsichtlich der Rechengenauigkeit und Flexibilität der Anwendung große Vorteile gegenüber dem reinen Analogrechner und hinsichtlich der Rechengeschwindigkeit Vorteile gegenüber dem reinen Digitalrechner. Dadurch werden gewisse Probleme überhaupt erst lösbar, so daß hier gar kein Vergleich möglich ist.

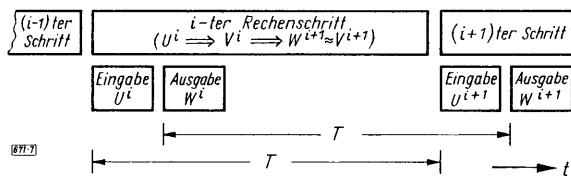


Bild 7: Kostenvergleich zwischen einem „schnellen“ Analogrechner und einem hybriden Rechnersystem für eine spezielle Aufgabe (Flugtrainer-Simulator) nach Conolly [13]

Spielt die Rechengeschwindigkeit keine entscheidende Rolle, so ist das Hybridsystem immer teurer als der Digitalrechner allein, da es zusätzlich zu diesem noch die Kopplungselektronik und den Analogrechner enthält. In diesem Fall entfällt aber auch das Hauptargument für die Hybridanlage. Ist die Rechengeschwindigkeit entscheidend, so wird das Hybridsystem in der Regel wirtschaftlicher als ein entsprechend schnellerer (und damit teurerer Digitalrechner) sein.

Umgekehrt ist ab einem gewissen Umfang der Aufgabenstellung in der Regel das Hybridsystem immer auch wirtschaftlicher als ein entsprechend großer Analogrechner (vgl. Bild 7), abgesehen von allen Genauigkeits- und Programmierungsfragen.

#### Anhang: Der interpolierende DA-Umsetzer

Bild 8 zeigt die Prinzipschaltung einer solchen Anordnung. Der wesentliche Unterschied gegenüber dem normalen D/A-Umsetzer besteht darin, daß der normalerweise ohnehin vorhandene Ausgangsverstärker des D/A-Umsetzers als gesteuerter Integrierer arbeitet, der den jeweils auszugebenden Wert  $v^i$  als Anfangswert erhält und anschließend während der Rechenperiode von diesem Wert aus über das (konstante) Inkrement

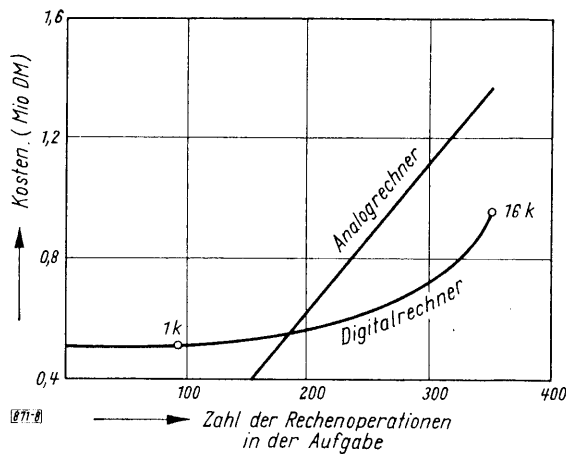


Bild 8:  
Prinzipschaltbild eines interpolierenden D/A-Umsetzers

folgenden  $p$  bit (normalerweise etwa 14 bis 15) für den Wert  $v^i$  und die restlichen  $q$  bit (etwa 7 bis 9) für  $\Delta v^i$ . Ein solches Ausgabewort kann unmittelbar mit der Berechnung von  $v^i$  und  $\Delta v^i$  entsprechend zusammengebaut werden. Die dazu notwendige zusätzliche Rechenzeit ist gering, besonders, wenn im Digitalrechner einige Schnellspeicher oder als Schnellspeicher verwendbare Indexregister zur Verfügung stehen. Das Kennbit kann dazu dienen, das Register für  $\Delta v^i$  abzukoppeln, wenn keine Interpolation gewünscht wird, so daß man dann in die für  $\Delta v^i$  reservierten Stellen keine Nullen einzuschreiben braucht.

Man könnte zwar prinzipiell daran denken, den Aufwand eines zusätzlichen D/A-Umsetzers für den Inkrementwert  $\Delta v^i$  (s. Bild 8) einzusparen [14], da der Wert  $v^i$  ja zunächst als Anfangswert in den Integrierer-Kondensator eingespeichert wird, so daß der eigentliche D/A-Umsetzer anschließend auch zur Umsetzung von  $\Delta v^i$  dienen könnte. Der Mehraufwand für einen eigenen Inkrement-Umsetzer (Register + D/A-Schalter) ist aber gering, da dieser Umsetzer mit einer relativ kleinen Stellenzahl auskommt und mit einer entsprechend geringen Genauigkeit ( $\Delta v^i$  ist je nur eine Korrekturgröße), bringt dafür aber einige entscheidende Vorteile.

Zunächst ist die eigentliche Ausgaberate in der von uns vorgeschlagenen Anordnung wesentlich höher. Wenn alle Werte von  $V^i$  und die zugehörigen Inkremente von  $\Delta V^i$  berechnet worden sind, brauchen nur die Register der zugehörigen D/A-Umsetzer geladen zu werden, was bei einem Rechner mit „interlace“ 1 bis 2 Speicherzyklen kostet, unabhängig von der Einstellzeit der gesamten Schaltung. Würde derselbe Umsetzer nacheinander für einen Wert und sein Inkrement benutzt werden, so müßte im Gegensatz dazu zunächst die Einstellzeit der gesamten Schaltung (Umsetzer + Integrierer) abgewartet werden.

Der Hauptvorteil unserer Anordnung liegt aber darin, daß man den zusätzlichen Inkrement-Umsetzer zur gleichzeitigen Multiplikation von  $\Delta v^i$  mit  $1/T$  nach Gl. (29) heranziehen kann, so daß sich bei beliebig variierender Rechenperiode  $T$  automatisch die richtige Interpolation ergibt. Ohne diese Eigenschaft müßten bei jeder Änderung von  $T$  alle D/A-Umsetzer manuell umgeschaltet werden, was nicht nur aus Gründen der Bequemlichkeit, sondern vor allem der Fehlersicherheit wegen unbedingt vermieden werden muß. Eine zu  $1/T$  proportionale Gleichspannung kann man leicht durch einen Spannungsteiler erhalten, der bei der Wahl der Rechenperiode  $T$  (s. Abschnitt 7.6) mit umgeschaltet wird.

Die Steuerung des Ausgangs-Integrierers zwischen den Phasen „Stützstellenwert eingeben“ und „Interpolieren“ geschieht mit Hilfe elektronischer Schalter. Man verwendet zweckmäßigerweise die bei fast allen modernen Analogrechnern übliche Methode, jeden der in Bild 8 gezeichneten beiden Umschalter aus einem Feldeffekttransistor (Kontakt 1) und einem inversen Schalttransistor (Kontakt 2) zusammenzubauen [15].

Nicht in allen Fällen wird man bei der Ausgabe eines Vektors  $V^i$  bereits den Wert des nächsten Vektors  $V^{i+1}$  kennen, so daß man das echte Inkrement

$$\Delta v^i = v^{i+1} - v^i \quad (30)$$

bilden kann. Ist dies nicht möglich (z. B. weil  $V^{i+1}$  erst mit dem nächsten Satz von Eingabewerten  $U^{i+1}$  berechnet werden kann), so hilft auch hier wieder nur eine geeignete Extrapolation von einer Anzahl vorhergehender Werte auf den unbekanntem Wert  $V^{i+1}$ . Dadurch wird der interpolierende zu einem extrapolierenden D/A-Umsetzer. Obwohl die Fehler einer Extrapolation zwangsläufig größer als die einer Interpolation sein können, rechtfertigt auch hier noch der erzielbare Genauigkeitsgewinn bei weitem den Mehraufwand an Rechenzeit.

$\Delta v^i$  weiterintegriert, so daß für die Ausgangsspannung  $v(t)$  für einen beliebigen Zeitpunkt  $t$  im Intervall  $i T < t \leq (i + 1) T$  gilt

$$v(t) = v^i + \frac{\Delta v^i}{T} (t - i T), \quad (29)$$

$$(i T < t = (i + 1) T).$$

Eine Fehlerfortpflanzung findet hierdurch nicht statt. Der Wert  $\Delta v^i$  wird zusammen mit dem auszugebenden Wert  $v^i$  berechnet und je nach Ausbau des E/A-Kanals gleichzeitig mit  $v^i$  oder unmittelbar darauffolgend ausgegeben. Am günstigsten ist es, wenn Rechner und E/A-Kanal auf eine Ganzwort-Übertragung eingerichtet sind. Bei einer Wortlänge von z. B. 24 bit kann dann das erste Bit als ein Kennbit verwendet werden, die

Der Verfasser verdankt Herrn Dipl.-Ing. Kley wertvolle Vorarbeiten und seinen Mitarbeitern, den Herren Dipl.-Ing. Fritz und Dipl.-Ing. Liebig wertvolle Diskussionen und die Durchführung von Rechnungen.

### Literatur

- [1] G. Meyer-Brötz, A. Kley, W. Giloi und G. Haubmann: Stand und Entwicklung der Technik der analogen und hybriden Rechner. *Telefunken-Zeitung* 39 (1966) H. 1, S. 4...16.
- [2] W. Giloi und R. Lauber: *Analogrechnen*. Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg, 1963.
- [3] D. M. MacKay und M. E. Fisher: *Analog computing at ultra high speed*. Chapman and Hall Ltd., London, 1962.
- [4] P. Henrici: *Discrete variable methods in ordinary differential equations*. John Wiley & Sons, New York, 1962.
- [5] G. Bekey: Optimization of multiparameter systems by hybrid computer techniques. *SIMULATION* 4 (Feb. 1964), S. 19...32, (March 1964), S. 21...29.
- [6] W. Giloi: Hybride Rechenanlagen — ein neues Konzept. *Elektron. Rechenanlagen* 5 (Dez. 1963) H. 6, S. 262...269.
- [7] I. R. Ragazzini und G. F. Franklin: *Sampled-data control systems*. McGraw-Hill, New York, 1958.
- [8] W. Giloi: Error corrected operation of hybrid computer systems. (Noch nicht erschienen).
- [9] R. Gelman: Corrected inputs — a method for improved hybrid simulation. *Proc. FJCC* (1963), S. 267...276.
- [10] T. Miura und J. Iwata: Effects of digital execution time in a hybrid computer. *Proc. FJCC* (1963), S. 251...266.
- [11] J. Vidal, W. Karplus und G. Keludjian: Sensitivity coefficients for the correction of quantization errors in hybrid computer systems. *Internat. IFAC-Symposium on Sensitivity Analysis*, Dubrovnik (Jugoslavia), Sept. 1964.
- [12] W. Giloi, A. Kley, R. Herschel, G. Haubmann und P. Wiesenthal: Aufbau und Anwendung des hybriden Analogrechners. *Telefunken-Zeitung* 39 (1966) H. 1, S. 66...81.
- [13] M. E. Conolly: Real-time analog-digital computation. *Trans. IRE, PG-EC* 11 (Feb. 1962) No. 1, S. 31...41.
- [14] D. R. Miller, G. N. Grado und B. R. Baker: The philosophy and the result: COMCOR's Ci-5000 hybrid computer system. *SIMULATION* 5 (July 1965) No. 1, S. 39...46.
- [15] A. Kley, E. Heim, K. Müller und P. Nieß: Elektronische Schalter für die Integrierer-Steuerung. *Telefunken-Zeitung* 39 (1966) H. 1, S. 33...39.

## Zur Programmierung von hybriden Rechenanlagen in ALGOL

Von R. Herschel

Die Nützlichkeit und Verbreitung eines technischen Gerätes hängt wesentlich von einer einfachen Bedienung ab. Dies gilt auch von elektronischen Rechenanlagen und erst recht für die vergleichsweise schwierig zu handhabenden hybriden Rechenanlagen (Bild 1). Unter Handhabung wird dabei weniger das Drücken der Knöpfe am Bedienungspult verstanden als vielmehr das Aufbereiten des Problems in eine für die Anlage zugängliche Form, also das Programmieren.

Das Programmieren von Analogrechnern hat sich in den letzten Jahren kaum verändert und liegt durch die Struktur dieser Art von Rechenanlagen relativ fest. Es ist eine dem Problem angemessene Rechenschaltung zu finden und auf dem Analogrechner zu stecken. Die meiste Mühe ist dabei auf die Normierung zu verwenden, und es sind Versuche bekannt, die normierten Größen auf einem Digitalrechner zu berechnen. Größere Anlagen sehen die Möglichkeit vor, daß die Potentiometer über Servosysteme automatisch einstellbar sind, und es ist dann möglich, diese vom Digitalrechner her einstellen zu lassen.

Bei der Programmierung der Digitalrechner gibt es eine ganze Skala von Möglichkeiten. Diese reicht von der Programmierung im internen Maschinencode über die Verwendung von relativen und symbolischen Adressen, den Gebrauch von Assemblerprogrammen bis zu Programmierungssprachen wie ALGOL. Es ist dabei leider zu bemerken, daß mit wachsendem Programmierungskomfort einmal die Ansprüche an den Speicherumfang steigen, weil die Übersetzungsprogramme gespeichert werden müssen, und die Effektivität der übersetzten Programme kleiner wird, d. h. ein in ALGOL geschriebenes Programm erfordert mehr Platz im Speicher und eine größere Rechenzeit als ein im Maschinencode geschriebenes Programm. Wegen der leichten Erlernbarkeit und der kürzeren Programmierungszeit erfreuen sich aber Programmierungssprachen wie ALGOL einer wachsenden Verbreitung. Ein guter Programmierer wird zweifellos die ganze Skala von Möglichkeiten beherrschen und von Fall zu Fall angemessenen Gebrauch davon machen.

Wenn eine wie in Bild 1 gezeigte hybride Rechenanlage zur Verfügung steht, so kann man natürlich den Digitalrechner im Maschinencode programmieren und dabei den vielfältigen Datenfluß zwischen Analog-



und Digitalrechner über die Koppellemente per Programm regeln. Angesichts dieses mühseligen Verfahrens erhebt sich natürlich die Frage, ob man nicht auch bei hybriden Rechenanlagen von den Vorteilen einer Programmierungssprache wie ALGOL Gebrauch machen kann, wobei die oben aufgezählten Nachteile des übersetzten Programms jetzt möglicherweise noch stärker ins Gewicht fallen, weil die Vorgänge beim Datenfluß über die Koppellemente von einer formalen Sprache wenig schmiegsam in den Griff zu bekommen sind. Zugleich mit den Nachteilen treten aber auch die Vorteile stärker hervor, weil ein ziemlich komplexer Tatbestand mit den einfachen Mitteln von ALGOL beschrieben werden kann.

Die Standardvorgänge beim Datenaustausch zwischen Analog- und Digitalrechner wird man zweckmäßigerweise durch Unterprogramme beschreiben, die dann jeweils aufgerufen werden. Die sprachlichen Elemente von ALGOL zur Beschreibung von Unterprogrammen sind die Prozeduren. In ALGOL hat man dabei zwischen eigentlichen Prozeduren und Funktionsprozeduren zu unterscheiden, und wir müssen diesen Unterschied hier kurz behandeln. Eigentliche Prozeduren bezeichnen einen Satz von Anweisungen mit einem Namen, der dann stellvertretend für diese Anweisungen im Programm aufgerufen werden kann, wobei von Fall zu Fall Parameter geändert werden können. Funktionsprozeduren stehen stellvertretend für Anweisungen, durch die genau eine Zahl erzeugt wird, die in einem arithmetischen Ausdruck aufgerufen werden kann. Auch hier können wieder Parameterwerte, also die Argumente der Funktion, beim Aufruf der Funktionsprozedur frei gewählt werden. Dazu werden bei der Formulierung (beider Arten) von Prozeduren formale Parameter angeführt, die dann beim Aufruf im Programm durch aktuelle Parameter zu ersetzen sind. Eine Prozedurvereinbarung für eine eigentliche Prozedur hat in ALGOL die Form

'PROCEDURE'	Name der Prozedur (Liste der formalen Parameter); Spezifikations- teil, d. h. Bezeichnung der Typen der formalen Parameter.	} Prozedurkopf
'BEGIN'	Erklärung der Prozedur, d. h. welche Wirkung der Aufruf des Proze- durnamens hat.	
'END'		} Prozedurrumpf

Handelt es sich um eine Funktionsprozedur, so tritt vor das Wortsymbol 'PROCEDURE' noch eines der Wortsymbole 'INTEGER', 'REAL' oder 'BOOLEAN', wodurch der Typ der von der Funktionsprozedur erzeugten Zahl angegeben wird (ob also ganzzahlig, reelle Veränderliche oder logische Veränderliche, die nur die beiden Werte 'TRUE' oder 'FALSE' haben kann).

Zu dem Gebrauch von Prozeduren in ALGOL wäre für das Weitere noch folgendes erwähnenswert. In ALGOL besteht ein Programm aus

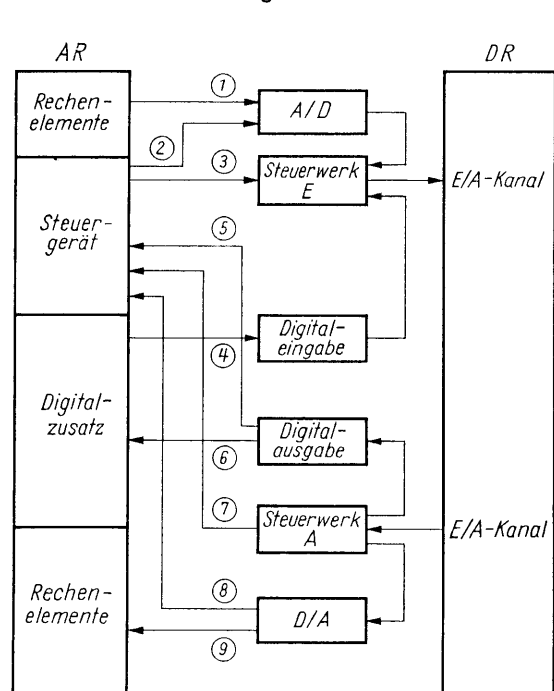


Bild 1: Blockschaltbild einer hybriden Rechenanlage

'BEGIN'  
Vereinbarungsteil  
Anweisungsteil  
'END'

In dem Vereinbarungsteil sind alle Namen von den später im Anweisungsteil vorkommenden Veränderlichen mit ihrem Typ aufzuzählen. Sollen in dem Anweisungsteil Prozeduren verwendet werden, so sind auch diese in der obigen Form, also mit Prozedurkopf und -rumpf in dem Vereinbarungsteil aufzuführen. In dem Anweisungsteil können sie dann nur mit ihrem Namen und aktuellen Parametern an Stelle der formalen aufgerufen werden.

Die Wirkung einer Prozedur wird im Prozedurrumpf beschrieben, und diese Beschreibung erfolgt normalerweise wieder in ALGOL. Nun ist ALGOL eine formale, von den speziellen Eigenschaften eines Digitalrechners unabhängige Sprache. Als Folge davon können die von den spezifischen Eigenschaften einer Rechenanlage abhängigen Vorgänge nicht in ALGOL beschrieben werden. Das sind vor allem Ein- und Ausgabevorgänge.

Aus diesem Grunde ist vorgesehen worden, daß man die Wirkung einer Prozedur im Prozedurrumpf auch im Maschinencode beschreiben kann, und spricht dann von Codeprozeduren. Im Vereinbarungsteil eines Programms wird dann an Stelle des Prozedurrumpfes das Wort CODE gesetzt und der Prozedurrumpf nach dem Übersetzen des ALGOL-Programms eingelesen.

Das Bild 1 einer hybriden Rechenanlage zeigt die Verbindungswege für den Informationsaustausch zwischen Analog- und Digitalrechner. Um die Möglichkeiten eines modernen Analogrechners wie des RA 800 HYBRID vom Digitalrechner her ausnutzen zu können, sind vier Wege vom Analog- zum Digitalrechner und fünf Wege vom Digital- zum Analogrechner notwendig. Für diese neun Kopplungswege sind nun neun Unterprogramme aufzustellen, d. h. in ALGOL neun Prozeduren zu formulieren. Da hierbei die Vorgänge an den E/A-Kanälen, die sich nicht in ALGOL ausdrücken lassen, von entscheidender Bedeutung sind, wird man also neun Codeprozeduren aufstellen. Es ist weiter zu überlegen, ob man diese als eigentliche Prozeduren oder als Funktionsprozeduren formuliert. Bei den Wegen 1...4 von Bild 1 wird eine Information an den Digitalrechner abgegeben. Damit man diese Werte sofort in arithmetischen oder logischen Ausdrücken benutzen kann, wird man sie als Funktionsprozeduren aufstellen (wobei nur Weg 3 eine Ausnahme macht), während die Wege 5...9 Übergabevorgänge an den Analogrechner darstellen, für die zweckmäßigerweise eigentliche Prozeduren genommen werden.

**Codeprozeduren.** Wir wollen nun die neun Codeprozeduren im einzelnen beschreiben, wobei die Nummerierung von Bild 1 übernommen wird.

1. Eine gewisse Anzahl, zum Beispiel 20, Ausgänge von Rechenelementen können auf 20 Adressen des Multiplexers im Analog-Digital-Wandler geschaltet werden. Ist N eine solche Adresse, so soll der unter dieser Adresse erreichte Wert unter dem Namen AD(N) an den Digitalrechner abgegeben werden. Dieser Wert ist vom Typ 'REAL', und die entsprechende Funktionsprozedur lautet dann

```
'REAL' 'PROCEDURE' AD(N); 'INTEGER' N;  
      'CODE';
```

(1 a)

Wir wollen an diesem ersten Beispiel noch einmal den Unterschied zwischen Funktionsprozedur und eigentlicher Prozedur deutlich machen. Benutzen wir die Prozedur (1 a), so lautet die ALGOL-Formulierung für das Problem

a) der unter der Multiplexeradresse 5 zu erreichende Wert soll im Digitalrechner den Namen R bekommen:

R := AD (5);

b) die unter den Adressen 5 und 12 zu erreichenden Werte sollen miteinander multipliziert und das Produkt T genannt werden:

T := AD (5) × AD (12);

Wir wollen nun die Prozedur (1 a) als eigentliche Prozedur formulieren und vereinbaren, daß der unter der Multiplexeradresse N zu findende Wert im Digitalrechner X heißen soll. Dann lautet diese eigentliche Prozedur:

```
'PROCEDURE' AD (N, X); 'INTEGER' N; 'REAL' X;  
      'CODE';
```

(1 b)

Mit dieser Prozedur wird dann für das obige Problem

a) einfach

AD (5, R);

Bei b) hingegen sind zwei Hilfsgrößen nötig, die wir X und Y nennen wollen:

AD (5, X);  
AD (12, Y);  
T := X × Y;

Es kommt häufiger vor, daß ein vom A/D-Wandler übernommener Wert sofort verarbeitet wird, und so erscheint die Formulierung (1 a) als Funktionsprozedur sinnvoller.

2. Am Analogrechner gibt es eine Meßbuchse, mit der die Spannung an irgendeinem Punkt des Analogrechners gemessen werden kann. Diese Meßbuchse wird man auf eine feste Multiplexeradresse schalten, so daß diese nicht als formaler Parameter aufzutauchen braucht. Der damit vom Analogrechner zu übernehmende reelle Wert wird mit der Funktionsprozedur

```
'REAL' 'PROCEDURE' ADM;  
      'CODE';
```

 (2)

dem Digitalrechner zur Verfügung gestellt. Diese auf den ersten Blick kümmerliche Prozedur wird erst mit der Prozedur (5) sinnvoll, weil durch diese irgendein Rechenelement vom Digitalrechner her auf die Meßleitung geschaltet werden kann.

3. Am Bedienungsteil eines Analogrechners kann man die verschiedenen Zustände einstellen. Die folgende Liste ist eine Aufstellung derjenigen Zustände, die der Digitalrechner für den Programmablauf abfragen muß. Wegen der zugehörigen Prozedur (3) ist für jeden Zustand eine Abkürzung hinzugefügt:

Halten (Hold)	H	Rechnen (Compute)	C
Anfangswert (Reset)	R	Halt komplementär	HC
Pause (Stand by)	SB	Rechnen komplementär	CC
		Anfangswert komplementär	RC

Sehr häufig kommt es nun vor, daß die Fortsetzung des Programms von dem Zustand des Analogrechners abhängt. Dabei kann sowohl die Analogrechenschaltung selbst diesen Zustand beeinflussen als auch der Digitalrechner über die Prozedur (7) einen gewünschten Zustand verursachen. Die Abfrage des Analogrechnerzustandes bedarf keiner Analog-Digital-Wandlung, sondern kann direkt über das Steuerwerk in geeignet verschlüsselter Form an den Digitalrechner übergeben werden. Zumeist ist es so, daß der Digitalrechner darauf wartet, bis sich am Analogrechner ein bestimmter Zustand eingestellt hat. Es liegt daher nahe, diese Prozedur als

```
'PROCEDURE' WAIT (A); 'STRING' A;  
      'CODE';
```

 (3)

einzuführen. In ALGOL versteht man unter einem STRING eine Buchstabenkette, so daß also beim Aufruf der Prozedur an Stelle des formalen Parameters A irgendeine Kette von Buchstaben eingesetzt werden kann. Um diese Buchstabenkette von anderen Namen deutlich zu unterscheiden, muß die aktuelle Buchstabenkette in Doppelapostrophe eingeschlossen werden. So bedeutet die Anweisung

```
WAIT ("H");
```

daß der Digitalrechner wartet, bis der Analogrechner in die Stellung (H) = Halten übergegangen ist. Es ist Sache einer geeigneten Codierung dafür zu sorgen, daß der Zustand "Halten" dem Digitalrechner in einem Binärausdruck mitgeteilt wird, der mit der binären Darstellung des String H übereinstimmt.

4. Größere Analogrechner haben einen Digitalzusatz in Form von logischen Grundbausteinen (UND, ODER, NICHT, usw.) und Speichern (Flipflops). Auch die Information über den Zustand dieser Elemente, insbesondere der Flipflops und der Komparatoren, muß an den Digitalrechner weitergegeben werden können. Da es sich schon um binäre Signale handelt, können diese unmittelbar über die Digitaleingabe von Bild 1 übergeben werden. In der Digitaleingabe mögen etwa die Multiplexeradressen 20, 21...29 für 10 Größen vorgesehen sein. Da der Digitalrechner die Zustände im Digitalzusatz des Analogrechners abfragt, soll diese Prozedur SENSE heißen.

Im einfachsten Fall ist unter der Multiplexeradresse N die Stellung eines Flipflops zu finden. Die an den Digitalrechner übergehende Größe ist dann eine logische Veränderliche, die in ALGOL als 'BOOLEAN' verabredet wird. Die Funktionsprozedur hieße dann

```
'BOOLEAN' 'PROCEDURE' SENSE (N); 'INTEGER' N;  
      'CODE';
```

 (4a)

Wenn dann zum Beispiel ein Rechenelement bei Erreichen eines bestimmten Wertes ein bestimmtes Flipflop setzt, das auf die Multiplexeradresse 23 geschaltet ist, so könnte das Programm in Abhängigkeit von dem Eintreffen dieses Tatbestandes durch

```
'IF' SENSE (23) 'THEN' ... 'ELSE' ...;
```

verzweigt werden. Ist das Flipflop gesetzt, so hat SENSE (23) den Wert 'TRUE', und es wird die Anweisung nach 'THEN' ausgeführt, andernfalls die nach 'ELSE'. Sind die Zustände der beiden auf die Multiplexeradressen 21 und 27 geschalteten Flipflops entscheidend, dann sind Konstruktionen wie

```
'IF' SENSE (21) 'OR' SENSE (27) 'THEN' ... 'ELSE' ...;
```

oder

```
Y := 'IF' SENSE (21) 'AND' 'NOT' SENSE (27) 'THEN' ... 'ELSE' ...;
```

denkbar.

Wenn der Zustand mehrerer Flipflops entscheidend ist, gelangt man möglicherweise zu komplizierten logischen Ausdrücken. Es empfiehlt sich dann, mehrere Flipflops mit einer Multiplexeradresse zu erfassen, bei fünf Flipflops also einen fünfstelligen Binärausdruck an den Digitalrechner abzugeben. Diesen kann man als ganze Zahl auffassen und statt (4a) also

```
'INTEGER' 'PROCEDURE' SENSE (N); 'INTEGER' N;  
      'CODE';
```

 (4b)

einführen. Bei einer rein dual arbeitenden Maschine könnte man dann in Abhängigkeit von der Flipflop-Stellung 11001 (entsprechend der Zahl 25 im Dezimalsystem), die auf Adresse 29 geschaltet sein mögen, schreiben

```
'IF' SENSE (29) 'EQUAL' 25 'THEN' ... 'ELSE' ...;
```

Vermutlich wird diese Prozedur aber in der Form (4a) häufiger zweckmäßig sein.

5. Über die Leitung 5 kann der Ausgang irgendeines Rechenelements des Analogrechners angewählt werden, d. h. dieser Ausgang wird auf die Meßleitung geschaltet und kann dann über die Prozedur (2) vom Digitalrechner abgefragt werden. Diese Leitung soll auf eine feste Adresse im Multiplexer der Digitalausgabe geschaltet sein und braucht also nicht explizit als formaler Parameter aufgeführt zu werden. Die Rechenelemente des Analogrechners können durch einen Buchstaben, etwa

P für Potentiometer	M für Multiplikator
S für Summator	F für Funktionsgeber
I für Integrator	

und eine Nummer bezeichnet werden. Um das Anwählen auszudrücken, soll diese Prozedur SELECT heißen:

```
'PROCEDURE' SELECT (A, N); 'STRING' A; 'INTEGER' N;  
      'CODE';
```

 (5)

Für die Anwahl von Potentiometer 25 ist dann zu schreiben

```
SELECT ("P", 25);
```

6. Die Leitung 6 stellt das Gegenteil von 4 dar. Über sie kann in den Digitalzusatz oder die Digital-Analog-Schalter des Analogrechners eingegriffen werden. Man kann zum Beispiel über diese Leitung ein oder mehrere Flipflops setzen bzw. löschen und damit etwa den Zustand einzelner Integratoren steuern. Nehmen wir wieder an, daß in der Digitalausgabe 10 Multiplexeradressen N für diesen Kanal zur Verfügung stehen, so könnte diese Prozedur

```
'PROCEDURE' SET (N, X); 'INTEGER' N; 'BOOLEAN' X;
                                'CODE';
```

(6a)

lauten, wobei die Leitung den Wert 1 hat, wenn X den Wert TRUE hat und sonst 0. Ist an die Multiplexeradresse 21 der Setzeingang eines Flipflops angeschlossen, so kann dieses mit

```
SET (21, 'TRUE');
```

gesetzt werden. Soll dieses Flipflop in Abhängigkeit davon gesetzt werden, ob eine Größe R größer ist als S, so kann man

```
SET (21, R'GREATER' S);
```

schreiben.

Will man wieder mehrere Flipflops gleichzeitig setzen oder löschen, so kann man wieder mehrere an eine Multiplexeradresse anschließen und ähnlich wie bei (4b)

```
'PROCEDURE' SET (N, X); 'INTEGER' N, X;
                                'CODE';
```

(6b)

schreiben. Mit der „ganzen Zahl“ X wird dann ein geeigneter binärer Ausdruck zur Steuerung dieser Flipflops bereitgestellt. Handelt es sich wieder um fünf Flipflops, so muß man fünfmal die Prozedur (6a) aufrufen, während man die Prozedur (6b) nur einmal braucht.

7. Die Leitung 7 zur Steuerung des Analogrechners ist das Gegenstück von 3, über die dieser Zustand abgefragt werden konnte. Ähnlich wie bei Prozedur (3) formulieren wir

```
'PROCEDURE' CONTROL (A); 'STRING' A;
                                'CODE';
```

(7)

Dabei ist es sinnvoll, über diese Leitung die folgenden Zustände einstellen zu können:

Halten (Hold)	H	Statisches Prüfen (Static check)	SC
Pause (Stand by)	SB	Dynamisches Prüfen (Dynamic check)	DC
Rechnen (Compute)	C	Potentiometer einstellen	P

Es sei der Unterschied zwischen den Prozeduren SET und CONTROL noch einmal besonders unterstrichen. Mit CONTROL wird der Zustand des gesamten Analogrechners gesteuert. Diese Prozedur hat also dieselbe Wirkung wie das Drücken der entsprechenden Taste am Bedienungsgerät. Mit SET wird ein einzelnes (oder auch mehrere) Flipflop des Digitalzusatzes angesprochen, daß seinerseits einen einzelnen Integrator steuern kann.

Um nur ein Beispiel anzuführen: Mit

```
CONTROL ("P");
```

kann man den Analogrechner in die Stellung „Potentiometer einstellen“ bringen.

8. Größere Analogrechner verfügen über die Möglichkeit, die Potentiometer über ein Servosystem automatisch auf einen vorgegebenen Wert laufen zu lassen. Wenn man diese Leitung 8 auf eine feste Multiplexeradresse des D/A-Wandlers schaltet, so muß die aufzustellende Prozedur, die wir POTSET nennen wollen, die

Nummer N des einzustellenden Potentiometers und den Wert W als formale Parameter enthalten:

```
'PROCEDURE' POTSET (N, W); 'INTEGER' N; 'REAL' W;  
      'CODE';
```

 (8)

Das automatische Einstellen der Potentiometer kann nur erfolgen, wenn der Analogrechner in der Stellung P ist. In dem Programm müßte also die Befehlsfolge

```
CONTROL ("P");  
POTSET (N, W);
```

vorkommen. Es wird daher vereinbart, daß POTSET die Wirkung von CONTROL ("P") beinhaltet. Der Prozedurrumpf von POTSET beginnt damit, daß der Analogrechner in die Stellung "Potentiometer einstellen" gebracht wird. Das Einstellen der Potentiometer dauert eine gewisse Zeit. In dem Prozedurrumpf von POTSET ist daher eine Warteschleife enthalten, in der der Digitalrechner solange bleibt, bis der Analogrechner über die Leitung 3 das Ende der Einstellung meldet. Schließlich soll der Analogrechner nach der Prozedur POTSET in der Stellung P verbleiben.

Sollen zum Beispiel die Potentiometer 10, ..., 25 auf die Werte  $x_{10}, x_{11}, \dots, x_{25}$  eingestellt werden, so könnte man diese Werte einem 'ARRAY' X [10: 25] zuordnen und dann schreiben

```
'FOR' I: = 10 'STEP' 1 'UNTIL' 25 'DO' POTSET (I, X [I]);
```

Die richtige Einstellung der  $x_i$  kann man dann mit dem folgenden Programmstück prüfen, das zugleich diejenigen Potentiometer anzeigt, die um mehr als zum Beispiel  $10^{-3}$  von dem verlangten Wert abweichen:

```
'FOR' I: = 10 'STEP' 1 'UNTIL' 25 'DO'  
  'BEGIN'  
    SELECT ("P", I);  
    'IF' ABS (ADM — X [I]) 'NOT LESS' .001 'THEN'  
      'BEGIN'  
        WRITE ("POT");  
        TYPE (I);  
        WRITE ("WEICHT UM");  
        TYPE (ABS (ADM — X [I]));  
        WRITE ("AB");  
      'END'  
    'END';
```

Mitunter möchte man zu den Ergebnissen eines Problems zur Kontrolle den Stand der Potentiometer ausgedruckt haben. Sind dies die Potentiometer 20 ... 40, dann kann man schreiben:

```
CONTROL ("P");  
'FOR' I: = 20 'STEP' 1 'UNTIL' 40 'DO'  
  'BEGIN'  
    SELECT ("P", I);  
    PRINT (I);  
    WRITE (" : ");  
    TYPE (ADM);  
  'END';
```

Die Prozedur (1) AD ist vom Typ 'REAL', und so könnte man mit

```
POTSET (N, AD(M));
```

das Potentiometer N auf denjenigen Wert bringen, der gerade auf die Multiplexeradresse M des A/D-Wandlers geschaltet ist.

9. Über die letzte Leitung 9 schließlich kann von dem D/A-Wandler über einen Multiplexer mit zum Beispiel wieder 20 Stellungen N ein Wert X auf den Eingang eines Rechenelements des Analogrechners gegeben werden. Es handelt sich also um die Umkehrung der Prozedur AD, und wir schreiben dafür

```
'PROCEDURE' DA (N, X); 'INTEGER' N; 'REAL' X;  
      'CODE';
```

(9)

Bevor wir zu Beispielen übergehen, ist noch eine Bemerkung über die Verwendung von Prozeduren in ALGOL notwendig. Wie oben erwähnt, müssen die in einem Programm vorkommenden Prozeduren im Vereinbarungsteil aufgeführt werden. Wenn man also ALGOL-Programme für eine hybride Rechenanlage schreiben will, müßte man jedesmal die von den neun genannten Prozeduren verwendeten zu Beginn des Programms aufführen. Dieses umständliche Verfahren kann man sich ersparen.

Die an ALGOL interessierten Firmen und Institute schlossen sich Ende der fünfziger Jahre zur ALCOR-Gruppe zusammen (ALCOR = ALGOL Converter). Es wurden Verabredungen über die logische Konzeption der Übersetzer und die sprachlichen Einschränkungen gegenüber ALGOL getroffen, so daß heute ALGOL-Programme, die nach den ALCOR-Konventionen geschrieben sind, von jedem Digitalrechner mit einem solchen Übersetzer verarbeitet werden können. Zu den ALCOR-Konventionen gehören nun auch die Standardfunktionen sowie Lese- und Druckvorgänge. In einem ALGOL-Programm kann man Prozeduren wie SIN, ARCTAN, LN, SIGN, READ, PRINT usw. benutzen, ohne daß diese im Vereinbarungsteil aufzuführen sind. Nach den Verabredungen der ALCOR-Gruppe gehören einfach gewisse, häufig vorkommende Prozeduren zu dem Übersetzer.

Wenn man nun häufig mit einer hybriden Rechenanlage umzugehen hat, scheint der Wunsch verständlich, die oben aufgeführten neun Prozeduren fest in das Übersetzungsprogramm einzubauen. Nach dieser einmaligen Mühe kann man die Prozeduren WAIT, POTSET, AD, CONTROL bzw. dann genau so benutzen wie die Standardfunktionen bei einem normalen ALCOR. Bei dem folgenden Beispiel wollen wir unterstellen, daß wir über einen solchen "ALCOR-HYBRID" verfügen und also die Prozeduren (1) bis (9) ohne besondere Vereinbarung benutzen können. Bei einigen Prozeduren haben wir zwei Versionen erläutert. In unserem ALCOR-HYBRID soll jeweils die a-Version vereinbart sein.

Typische Probleme für hybride Rechenanlagen sind solche, wo umfangreiche Integrationsprobleme, insbesondere die Integration von Differentialgleichungen, mit umfangreichen algebraischen oder auch logischen, d. h. steuerungstechnischen, Aufgaben verkoppelt sind. An dem Problem einer automatischen Optimierung sei ein ALGOL-Programm als Beispiel vorgeführt.

**Beispiel:** Es handle sich darum, ein kompliziertes dynamisches System zu optimieren, das durch ein System von gewöhnlichen Differentialgleichungen beschrieben wird. Ein Maß für die Güte  $Q$  des Systems hänge von den  $n$  Parametern  $a_1, a_2, \dots, a_n$  ab, die so gesucht werden sollen, daß die Funktion

$$Q(a_1, a_2, \dots, a_n)$$

zu einem Minimum wird.

Das System wird auf dem Analogrechner simuliert, der nach einem Rechengang der Dauer  $T$  den Wert von  $Q$  ermittelt und zur Auswertung an den Digitalrechner übergibt, der seinerseits die an Potentiometern einstellbaren Parameter  $a_i$  beeinflusst (Bild 2). Der Analogrechner geht also nach der an ihm einzustellenden Zeit  $T$  in die Stellung Halt, und der Wert von  $Q$  soll auf die Multiplexeradresse 1 des A/D-Wandlers geschaltet sein. Vom D/A-Wandler aus werden über die Leitung 8 von Bild 1 an den Potentiometern 1, 2, ...,  $n$  die Werte  $a_1, a_2, \dots, a_n$  eingestellt.

Der Digitalrechner soll das Minimum von  $Q$  nach der folgenden Strategie suchen, die wir gleich in der ALGOL-Bezeichnung beschreiben wollen, also statt  $a_i$  nun  $A [I]$  schreiben. Von einem Anfangspunkt  $Q_0$  mit den Koordinaten  $A_0 [I]$  ausgehend, werden die Komponenten  $D Q [I]$  des Gradienten von  $Q$  in  $Q_0$  dadurch

bestimmt, daß jeweils eine der Koordinaten  $A_0 [I]$  um den Wert EPS geändert wird. Aus den zugehörigen Funktionswerten  $Q [I]$  werden dann die Differenzenquotienten

$$D Q [I] := (Q_0 - Q [I]) / EPS;$$

gebildet, die als Komponenten des Gradienten genommen werden. Falls

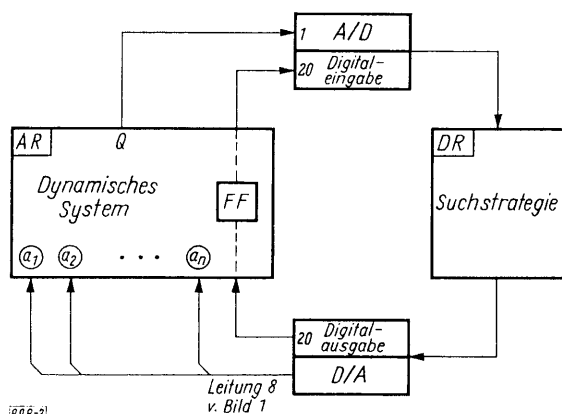
$$\sum_{i=1}^N |D Q [I]| < S \quad (10)$$

ist, wobei S eine geeignete Schwelle darstellt, gilt das Minimum als erreicht. Andernfalls wird längs des Gradienten zu einem neuen Punkt  $Q_1$  mit den Koordinaten  $A_1 [I]$  übergegangen, die sich durch

$$A_1 [I] := A_0 [I] - K \times D Q [I];$$

ergeben, wobei K ein Verstärkungsfaktor ist, der die Schrittweite von  $Q_0$  nach  $Q_1$  festlegt.

Ist  $Q_1 < Q_0$ , so wird ein weiterer Schritt längs des Gradienten getan, andernfalls wird in  $Q_1$  erneut der Gradient bestimmt. Ist für diesen Gradienten die Bedingung (10) erfüllt, ist das Minimum gefunden, andernfalls wird längs dieses neuen Gradienten aus  $Q_1$  ein Wert gesucht, der kleiner als  $Q_1$  ist, usw. Die Parameteranzahl N, die Anfangswerte  $A_0 [I]$ , die Schwelle S, der Verstärkungsfaktor K und die "Probeschrittweite" EPS sollen vom Digitalrechner eingelesen werden.



[898-2]

Bild 2: Blockschaltbild für eine automatische Optimierung

Wenn ein Minimum erreicht ist, soll nach einer am Analogrechner einstellbaren Zeit erneut geprüft werden, ob  $Q$  noch einen minimalen Wert hat, und gegebenenfalls das neue Minimum aufgesucht werden. Damit kann untersucht werden, wie diese Suchstrategie einem zeitlich veränderlichen Minimum folgen kann, wenn sich also einige Daten des Systems langsam ändern. Dazu kann man von z. B. der Adresse 20 der Digitalausgabe (Bild 2) ein Flipflop des Digitalzusatzes vom Analogrechner setzen, das seinerseits einen Integrator in die Stellung Rechnen bringt. Dieser integriert über eine einstellbare Konstante solange, bis sein Ausgang einen bestimmten Wert erreicht, wodurch das Flipflop wieder gelöscht wird. Das Löschesignal wird über die Adresse 20 der Digital-

eingabe an den Digitalrechner weitergegeben, wodurch der Suchprozeß erneut ausgelöst wird. Das Programm kann folgendermaßen lauten:

```
'BEGIN'
'REAL' Q 0, Q 1, S, K, EPS, SU;
'INTEGER' I, N;
READ (N);
'BEGIN'
'ARRAY' A 0, A 1, D Q, Q [1 : N];
'FOR' I: = 1 'STEP' 1 'UNTIL' N 'DO'
'BEGIN'
  READ (A 0 [I]);
  POTSET (I, A 0 [I])
'END';
CONTROL ("SB");
CONTROL ("C");
READ (S, K, EPS);
WAIT ("H");
Q 0 := AD (1);
```



```

2: CONTROL ("SB");
  A 0 [1] := A 0 [I] + EPS;
  POTSET (1, A 0 [I]);
  CONTROL ("SB");
  CONTROL ("C");
  WAIT ("H");
  Q [1] := AD (1);
  CONTROL ("SB");
  DQ [1] := (Q 0 - Q [1])/EPS;
  'FOR' I := 2 'STEP' 1 'UNTIL' N 'DO'
    'BEGIN'
      A 0 [I - 1] := A 0 [I - 1] - EPS;
      A 0 [I] := A 0 [I] + EPS;
      POTSET (I, A 0 [I]);
      CONTROL ("SB");
      CONTROL ("C");
      WAIT ("H");
      Q [I] := AD (1);
      DQ [I] := (Q 0 - Q [I])/EPS;
      CONTROL ("SB");
    'END';
  A 0 [N] := A 0 [N] - EPS;
  SU := 0;
  'FOR' I := 1 'STEP' 1 'UNTIL' N 'DO' SU := SU + ABS (DQ [I]);
  'IF' SU 'LESS' S 'THEN' 'GO TO' MIN;
1: 'FOR' I := 1 'STEP' 1 'UNTIL' N 'DO'
  'BEGIN'
    A 1 [I] := A 0 [I] - K x DQ [I];
    POTSET (I, A 1 [I])
  'END';
  CONTROL ("SB");
  CONTROL ("C");
  WAIT ("H");
  Q 1 := AD (1);
  'FOR' I := 1 'STEP' 1 'UNTIL' N 'DO' A 0 [I] := A 1 [I];
  'IF' Q 1 'LESS' Q 0 'THEN'
    'BEGIN'
      Q 0 := Q 1;
      'GO TO' 1
    'END'
    'ELSE'
      'BEGIN'
        Q 0 := Q 1;
        'GOTO' 2
      'END';
  MIN: PRINT (Q 0);
  'FOR' I := 1 'STEP' 1 'UNTIL' N 'DO' PRINT (A 0 [I]);
  SET (20, 'TRUE');
3: 'IF' 'NOT' SENSE (20) 'THEN' 'GOTO' 2 'ELSE' 'GOTO' 3
  'END'
'END'

```

**Literatur:** [1] W. Giloi: Hybride Rechnersysteme. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 82...100.

# Die Telefunken-Analogrechner-Familie

Von W. Giloi, W. Holz und R. Schwarz

Das wirtschaftliche Optimum einer Analogrechenanlage bezüglich Größe, Genauigkeit und Bedienungskomfort wird bestimmt durch die Art und den Umfang der damit zu lösenden Probleme. Es lassen sich drei Gruppen von Problemen unterscheiden, die an den Analogrechner unterschiedlich hohe Forderungen stellen. Zur untersten Gruppe zählen Aufgaben der Ausbildung von Studenten und Ingenieuren, wobei einmal mit den Möglichkeiten des Analogrechners vertraut gemacht und zum anderen eine vertiefte Diskussion des dynamischen Verhaltens physikalischer Systeme ermöglicht werden soll. Zu dieser Gruppe gehören auch die Behandlung einfacher dynamischer Probleme sowie Fragen der Meßwertverarbeitung, die nur beschränkte Lösungsgenauigkeit und geringen Rechnerumfang verlangen. In der oberen Gruppe finden wir die komplexen Aufgabenstellungen der Simulation und Optimierung technischer Systeme, gegebenenfalls unter Echtzeitbedingungen, statistische Analysen, Stabilitätsuntersuchungen usw., alles Probleme, die die Lösung umfangreicher Differentialgleichungssysteme mit größtmöglicher Rechengenauigkeit und -geschwindigkeit erfordern. Eine weitgespannte Zwischengruppe bleibt überaus umfangreichen Anwendungsfällen in allen wissenschaftlichen und technischen Disziplinen einschließlich der Meßwertverarbeitung vorbehalten, die vom Aufwand einiger Verstärker bis zu 50 und mehr Verstärkern reichen und eine zwar noch hohe, jedoch durch wirtschaftliche Erwägungen begrenzte Lösungsgenauigkeit erfordern.

Naturgemäß steigt der Preis einer Analogrechenanlage außer mit dem Umfang auch mit der geforderten Genauigkeit der Elemente und mit dem Bedienungskomfort. Der Benutzer wird bei seiner Planung prüfen, welche Genauigkeit der Recheneinheiten von der Aufgabenstellung her notwendig und auch sinnvoll ist. Andererseits wird er bei einer Beurteilung von Anlagenpreisen bedenken müssen, daß z. B. höherer Bedienungskomfort (wie ein Anwahlsystem — eventuell mit automatischem Ausdrucken — für die Rechenelemente, spezielle Prüfstellungen wie „Nullpunktprüfen“, „Statisches Programmprüfen“ usw. oder schließlich eine lochstreifenprogrammierte Potentiometereinstellung) nicht nur Programmierungsfehler vermeiden hilft, sondern auch Programmierungs- und Rechenzeit und damit Kosten einspart.

Aus diesen kurzen Ausführungen wird klar, daß es keinen Idealrechner geben kann, der alle Anforderungen in wirtschaftlich optimaler Weise erfüllt. Für einen Hersteller von Analogrechnern, der keiner einheitlichen Gruppe von Kunden gegenübersteht, sondern Einsatzmöglichkeiten für sehr unterschiedliche Anforderungen bieten muß, kommt es darauf an, eine Familie von Rechnern zu entwickeln, die sich entsprechend den drei genannten Gruppen von Problemen zweckmäßigerweise vom kleinen, mittelgenauen und preiswerten Tischrechner (10 bis 20 Verstärker) über mittelgroße Anlagen mit höherer Genauigkeit, erweiterten Rechenmöglichkeiten und höherem Bedienungskomfort (25 bis 100 Verstärker) bis zu großen Präzisions-Rechenanlagen (100 Verstärker und mehr), die alle Möglichkeiten neuzeitlicher analoger und hybrider Rechentechnik bieten, erstreckt. Dieses System muß ergänzt werden durch entsprechende Ausbaumöglichkeiten zu hybriden Rechner-Systemen, sei es durch Einrichtungen zum Aufbau digitaler Steuerprogramme oder durch Kopplungsmöglichkeiten mit geeigneten Digitalrechnern.

Telefunken hat diesem Gesichtspunkt durch die Entwicklung einer Analogrechner-Familie Rechnung getragen, welche gegenwärtig aus den beiden Tischanalogrechnern RAT 700 und RA 741 und der Präzisionsrechenanlage RA 800 HYBRID besteht\*). Die einzelnen Rechner bilden mit den Ergänzungs- und Zusatzgeräten ein in sich abgeschlossenes Programm\*\*).

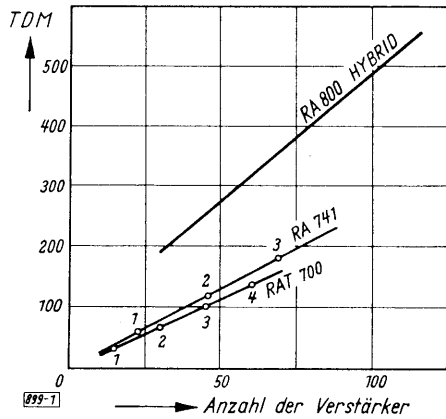
Den Telefunken-Analogrechnern ist gemeinsam, daß als aktive Elemente ausschließlich Halbleiter verwendet werden. So war der RA 800 der erste serienmäßig gefertigte volltransistorisierte Analogrechner der Präzisionsklasse auf der Welt (1960). Dieser Rechner ist unter Einsatz einer neuen Silizium-Transistortechnik zum RA 800 HYBRID weiterentwickelt worden.

Eine Weiterentwicklung ist auch der Tischanalogrechner RA 741, bei dem gegenüber dem bewährten und in großer Stückzahl verbreiteten Tischrechner RAT 700 Bestückungsumfang, Genauigkeit und Bedienungskomfort wesentlich erhöht wurden, ohne daß sich die äußeren Abmessungen geändert haben. Bedienungskomfort und Genauigkeit reichen dabei bereits an die der Präzisionsrechnerklasse heran (vgl. Tabellen 1 und 2). Damit, sowie durch seine kompakte Bauweise und speziellen Eigenschaften (serienmäßig vorhandenes aus-

\*) Inzwischen wurde die Familie der Telefunken-Analogrechner durch den Präzisionsrechner RA 770 erweitert, der für hybride Problembearbeitung bei hohen Rechengeschwindigkeiten geeignet ist.

\*\*\*) W. Giloi: Ein vielseitiges Analogrechnersystem. Kerntechnik 6 (Febr. 1964) H. 2, S. 77 ...79.

wechselbares Programmierbrett mit Koppelfeldern zu den Nachbarrechnern, durchschleifbare Anwahl- und Meßleitung, zentrale Steuerung der Referenzspannung bei mehreren Rechnern usw.) ist der Tischrechner RA 741 zum wirtschaftlichen Aufbau auch größerer und genauerer Anlagen prädestiniert. So hat der Benutzer den in der Praxis wichtigen Vorteil, die Rechner sowohl einzeln zur Bearbeitung kleinerer Aufgaben verfügbar zu haben als auch für eine größere Aufgabe mehrere Geräte kombinieren zu können. Durch die Ergänzung mit frei programmierbaren digitalen Steuerzusätzen lassen sich bestimmte Rechenprobleme hybrid bearbeiten, wobei die Einzelsteuerbarkeit der Integrierer als wichtige Voraussetzung erfüllt ist.



Preis/Größenvergleich der Telefunken-Analogrechner

Das Bild zeigt, wie mit der Rechnerfamilie RAT 700, RA 741 und RA 800 HYBRID der Anwendungsbereich der Analogrechen-technik vom kleinsten Tischrechner bis zur großen Präzisions-anlage überdeckt wird. Die Größe einer Anlage wurde hierbei durch die Gesamtzahl der Rechenverstärker angegeben. Als Parameter ist die Anzahl (1, 2, 3) vollbestückter Tischrechner eingezeichnet. Die besondere Wirtschaftlichkeit mittelgroßer Anlagen, die aus mehreren Tischrechnern aufgebaut sind, wird dadurch deutlich.

Neben dem Vergleich der Kosten müssen auch Genauigkeit, Rechenmöglichkeit (Flexibilität) und Bedienungskomfort berücksichtigt werden. Für den schnellen Überblick sind in den Tabellen die wesentlichen Eigenschaften der Rechner zusammengestellt.

Für die Verbindung von Analogrechnern und Digitalrechnern zu Hybridsystemen stehen Koppelwerke für die Großrechenanlage TR 4 und die Digitalrechner TR 90-40 und TR 90-80 zur Verfügung. Bei den Digitalrechnern TR 90-40 und TR 90-80 handelt es sich um den europäischen Nachbau der Rechner SDS 930 und SDS 9300. Da die Koppelwerke aus universell verwendbaren Baugruppen bestehen, lassen sich auch Verbindungsmöglichkeiten zu anderen geeigneten Digitalrechnern vorsehen.

Es sei hier darauf hingewiesen, daß die in gedruckter Schaltungstechnik auf Steckeinheiten aufgebauten Rechenelemente der Telefunken-Analogrechner auch einzeln erhältlich sind und sich für Aufgaben der Meßwertverarbeitung in Form von Bausteinen zu speziellen Schaltungen zusammensetzen lassen.

Type	Prüfstellungen				Rechenstellungen										Sonstiges						Hybrid - Ausbau									
	Potentiometer einstellen	Mullpunkt prüfen	Statisches Prüfen	Dynamisches Prüfen	Anfangswert einstellen	Dauerrechnen	Einmal Rechnen	Repetierend Rechnen	Iterativ automatisch	Iterativ Hand	Rechnen mit Halt	mit period. Halt	Halt	Pause	Integrierer - Einzelsteuerung	Speicher - Elemente	Anwahl aller Elemente	zugehöriges Digitalvoltmeter	Automat. Ausdrucken	Automat. Parameteränderung	Auswechselb. Steckbrett	Koppelfeld zum Nachbarrechner	Lochstreifen - Ein/Ausgabe für Pot.-Werte und Rechenbefehle	Digitale Zeitgeber und Ablaufsteuerung	Digitale Elemente für Steuerprogramme	elektronische Integrierersteuerung	elektronische Komparatoren und Schalter	Digitales Anwahlsystem	Servo - Potentiometer	Kopplungselektronik zum Digitalrechner
RAT 700	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
RA 741	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
RA 770	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
RA 800 HYBRID	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X

<sup>1)</sup> Mit zwei (und mehr) Einheiten mit Einschränkungen;  
<sup>2)</sup> mit zwei (und mehr) Einheiten ohne Einschränkungen;

<sup>3)</sup> nur Potentiometer  
<sup>4)</sup> DV anschließbar

Type	Komponentenfehler	Umkehrverstärker	Integrierer	Multiplizierer	Langzeitdrift
RAT 700	R: $\approx 0,02\%$ C: $\approx 0,1\%$	$\approx 0,02\%$	$\approx 0,1\%$	$\approx 0,3\%$ <sup>1)</sup>	$\approx 1 \cdot 10^{-6}$
RA 741	R: $\approx 0,02\%$ C: $\approx 0,05\%$	$\approx 0,02\%$	$\approx 0,05\%$	$\approx 0,05\%$ <sup>1) 3)</sup>	$\approx 0,5 \cdot 10^{-6}$
RA 770	R: $\approx 0,01\%$ C: $\approx 0,02\%$	$\approx 0,01\%$	$\approx 0,02\%$	$\approx 0,01\%$ <sup>2)</sup> $\approx 0,05\%$ <sup>1) 3)</sup>	$\approx 0,1 \cdot 10^{-6}$
RA 800 HYBRID	R,C: $\approx 0,01\%$	$\approx 0,01\%$	$\approx 0,01\%$	$\approx 0,01\%$ <sup>2)</sup> $\approx 0,05\%$ <sup>1) 3)</sup>	$\approx 0,1 \cdot 10^{-6}$

<sup>1)</sup> Spannungsabhängige Fehler beziehen sich auf die doppelte Maschineneinheit  
<sup>2)</sup> Modulations - Multiplizierer und Präzisions - Parabelmultiplizierer  
<sup>3)</sup> Parabel - Multiplizierer

# Der Präzisions-Analogrechner RA 800 HYBRID

Von W. Giloi, G. Haußmann und R. Schwarz

Der Fortschritt auf dem Gebiet der Gleichspannungs-Analogrechner wird durch zwei Tendenzen bestimmt: Erhöhung der Rechengeschwindigkeit und Ausbau zum Hybridrechner. Telefunken trägt dieser Entwicklung mit dem RA 800 HYBRID Rechnung, einem hybriden Präzisions-Analogrechner, der durch ein flexibles System von digitalen Zeitgebern und Steuerungselementen viele neue Anwendungsmöglichkeiten eröffnet. Darüber hinaus wurden alle technischen und systemabhängigen Voraussetzungen erfüllt, mit Digitalrechnern oder digital organisierten Externgeräten (z. B. Lochstreifenlesern und -stanzern) zusammenzuarbeiten. Steuerung, Anwahl, Prüfung, Potentiometereinstellung usw. können dadurch mit entsprechenden Zusatzgeräten automatisiert werden.

Vom Präzisions-Analogrechner RA 800 wurden übernommen:

Die mechanische Konstruktion:

flexible Änderungen des Bestückungsumfangs durch Einschübe mit Steckkarten und Magazinen; auswechselbares, vollgeschirmtes Programmierfeld.

Die 10 Volt-Technik:

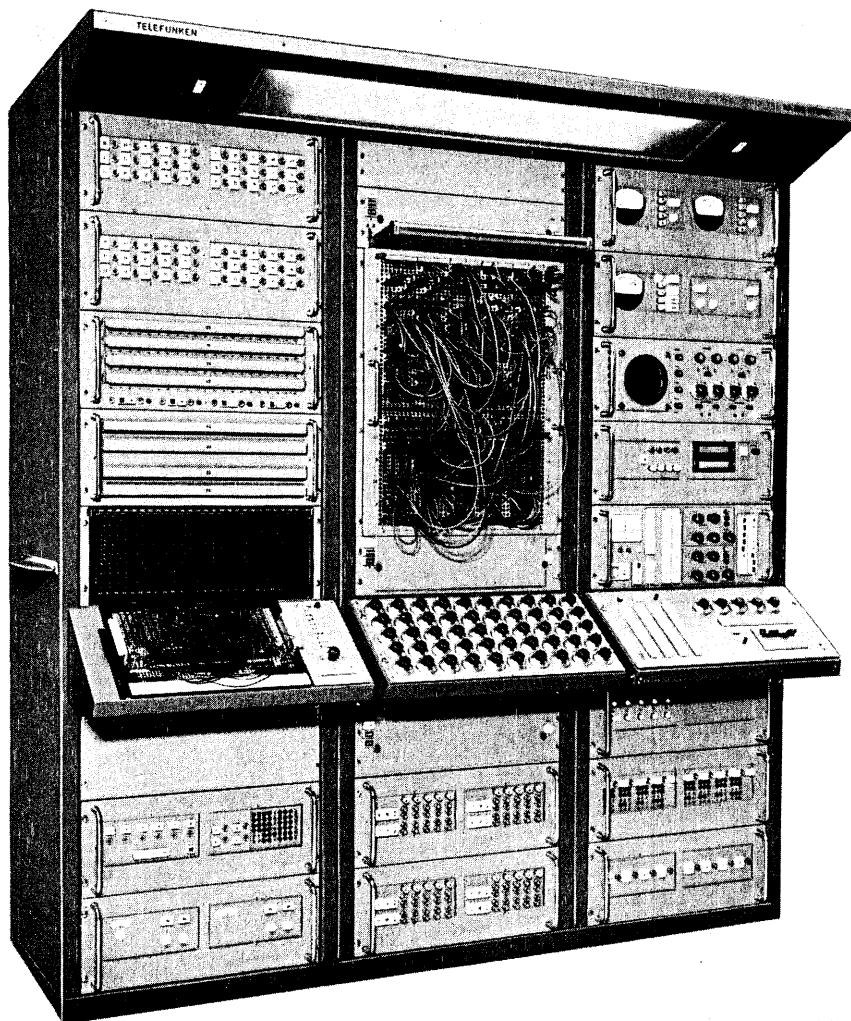
große Bandbreite durch niedrigen Widerstandspegel; hohe Langzeitkonstanz infolge geringer thermischer Belastung der Rechelemente. (Keine Klimatisierung der Anlage erforderlich.)

Präzisions-Rechelemente mit Fehlern  $< 10^{-4}$ :

drahtgewickelte Widerstände; Kondensatoren mit extrem guter Langzeitstabilität in Thermostaten.

Bewährte Einschübe:

Modulations-Multiplizierer (time-division), Rauschgenerator, Servo-Resolver, Digitalvoltmeter.



Der Präzisions-Analogrechner RA 800 HYBRID

Für den RA 800 HYBRID wurden neu entwickelt:

Breitbandige Verstärker in Silizium-Planar-Technik.

Schnelle Komparatoren, wahlweise mit Relais oder elektronischen Schaltern.

Integrierer-Steuerung mit elektronischem Schalter (EMC, electronic mode control).

Ein dritter Integrierkondensator.

Parabelmultiplizierer mit einem Produktfehler  $< 5 \cdot 10^{-4}$ .

Servoeinstellbare Potentiometer mit kleinem Widerstand und schneller Einstellung.

Bediengerät mit digitalem Anwahlsystem, digitalen Zeitgebern und festverdrahteten Steuerprogrammen.

Digitalzusatz mit austauschbaren logischen Elementen zur Abänderung der normalen Rechenprogramme und auswechselbarem Programmierfeld.

Zusatzeinschübe für spezielle Rechenoperationen.

Eine Standardeinheit des RA 800 HYBRID ist in einem Dreischrankgestell untergebracht (siehe Bild). Im rechten Schrank befinden sich Einschübe mit der Stromversorgung, ein Zweistrahloszillograph, ein Digitalvoltmeter und das digitale Bediengerät. Der mittlere Schrank enthält das auswechselbare Analog-Programmierfeld mit 2500 Buchsen. Direkt dahinter befinden sich in Schaltfeldkästen die Rechenwiderstände und Steuerrelais der Verstärker. Im linken Schrank fällt der Digitalzusatz mit der pultförmigen Aufnahme für das Digital-Programmierfeld und dem Magazin für 24 untereinander austauschbare Logikkarten auf.

Koeffizientenpotentiometer können wahlweise mit Hand- oder mit Servoeinstellung geliefert werden. Das Bild zeigt als Beispiel für gemischte Bestückung im mittleren Pult ein Handpotentiometerfeld und im rechten Pult ein Servo-Potentiometerfeld.

Im übrigen gibt das Bild einen Eindruck von der Flexibilität der Bestückung und dem Raum, der für Rechenelemente zur Verfügung steht: links oben zwei Einschübe mit Rechenverstärkern einschließlich der Übersteuerungsanzeige, darunter zwei Einschübe mit je vier variablen Funktionsgebern, unter den Pulten Einschübe mit Modulations-Multiplizierern, Servo-Resolvern, nichtlinearen Netzwerken, Komparatoren, Rauschgeneratoren usw.

Sämtliche analog arbeitenden Rechenelemente sind mit ihren Ein- und Ausgängen auf das Analog-Programmierfeld geführt, wo sich auch Querverbindungsanschlüsse zum Digital-Programmierfeld, Parallelverbindungsanschlüsse zu weiteren Rechnern sowie die Eingangsbuschens anschließbarer Externgeräte befinden.

Das Analog-Programmierfeld ist zur Erleichterung der Programmierung und mit Rücksicht auf eine übersichtliche Adressierung aller Rechenelemente in zehn Felder eingeteilt. Die acht Randfelder sind ebenso wie die zwei Mittelfelder in sich völlig gleich gestaltet. Innerhalb der Felder erfolgt eine Durchnummerierung der Elemente von 0 bis 9. Die beiden Mittelfelder nehmen zusätzlich die Anschlüsse für Externgeräte auf.

Auf dem Digital-Programmierfeld mit 1768 Buchsen liegen die Ein- und Ausgänge der Logik-elemente, Anschlußbuchsen zur Steuerung aller Integrierer und der Rechenzustände der Anlage sowie Verbindungsleitungen zum Analog-Programmierfeld, zu weiteren Rechnern und zu einem anschließbaren Digitalrechner.

Der maximale Bestückungsumfang einer Standardeinheit des RA 800 HYBRID geht aus der Tabelle hervor. Um bei umfangreichen Programmen die Anzahl der Rechenelemente zu vergrößern, können mehrere Rechner parallelgeschaltet werden, wobei ein Rechner zum Hauptrechner wird.

Die einfachste Form der Parallelschaltung ist der Betrieb mit Nebenrechnern. An einen kompletten Hauptrechner können bis zu zwei Nebenrechner angeschlossen und gesteuert werden, die kein eigenes Bediengerät, kein Digitalvoltmeter und im allgemeinen auch keinen Digitalzusatz besitzen. Dabei übernimmt der Hauptrechner die gesamte Steuerung, Anwahl und Rechnungsauswertung. Anstelle des Bediengerätes erhält der Nebenrechner einen Einschub mit den notwendigen Koppel- und Steuerelementen. Beide Nebenrechner werden von den Steuersignalen des ersten und zweiten Taktes des Hauptrechners miterregt. Besondere Steuerungen (z. B. ein dritter Takt) lassen sich auf dem Hauptrechner programmieren und über Querverbindungsleitungen den Analog-Programmierfeldern der Nebenrechner zuführen.

Umfangreicher sind die Steuermöglichkeiten bei Parallelschaltung mehrerer kompletter Rechner RA 800 HYBRID. Durch Betätigen der Steuertaste „Eigen“ wird ein Rechner zum Hauptrechner bestimmt. Um eine gleiche Zeitbasis zu erhalten, werden für die Ansteuerung aller Zeitgeber der Anlage die 100 kHz-Steuerimpulse des Hauptrechners verwendet. Die Steuertasten (Null = Verstärker-Nullpunkt korrigieren; Pot = Potentiometer einstellen; stat = statisch Prüfen; dyn = dynamisch Prüfen; Rechnen, Halten, Weiter, Pause)

werden nur am Hauptrechner betätigt. Die Anwahl der Rechenelemente sowie die Anzeige und Messung der Elemente-Ausgänge erfolgen bei den einzelnen Rechnern jedoch getrennt. Die Wahl der Rechenart und die Zeiteinstellung werden ebenfalls getrennt vorgenommen, so daß gleichzeitig verschiedene Takte ablaufen können.

Die oben beschriebene Möglichkeit, an jeden Rechner zwei Nebenrechner anzuschließen, bleibt zusätzlich erhalten. Es läßt sich also z. B. eine Anlage mit drei kompletten Rechnern RA 800 HYBRID und sechs Nebenrechnern aufbauen, die etwa 1000 Rechenverstärker, 900 Potentiometer, 290 Parabel-Multiplizierer usw. enthält.

Die Kopplung mit einem RA 800 sowie Tischrechnern RA 741 und RAT 700 ist grundsätzlich möglich. Sie schränkt jedoch wegen der verschiedenartigen Steuerung die besonderen Arbeitsmöglichkeiten des RA 800 HYBRID ein.

**Tabelle: Bestückung eines vollausgebauten Präzisions-Analogrechners RA 800 HYBRID**

Elemente	Zahl	Bemerkungen
Rechenverstärker, insgesamt	108	frei verfügbar
Integrierer/Summierer	32	am Analog-Programmiersfeld umschaltbar als Integrierer, komplementäre Integrierer, Summierer, Speicher, komplementäre Speicher 3 Zeitkonstanten: 1; 0,1; 0,01 ; Steuerung wahlweise durch Schnellschaltrelais (RMC = relay mode control) oder elektronische Schalter (EMC = electronic mode control) 6 Eingänge: 3 × „1“, 2 × „10“, 1 × „S“ 4 Ausgänge
Summierer	28	6 Eingänge: 3 × „1“, 2 × „10“, 1 × „S“ 4 Ausgänge
Umkehrverstärker	48	am Analog-Programmiersfeld durch Umschaltung verfügbar: 8 enthalten in variablen Funktionsgebern 16 enthalten in Parabel-Multiplizierern 24 enthalten in elektronischen Resolvieren
Koeffizienten-Potentiometer	100	wahlweise für Hand- oder Servoeinstellung, davon 20 erdfrei
Modulations-Multiplizierer (time-division)	8	je Multiplizierer zwei Produkte: (A × B/N); (A × C/N). Gleichzeitige oder getrennte Division möglich, komplett mit Verstärkern
Parabel-Multiplizierer	32	davon 16 enthalten in den elektronischen Resolvieren
feste Funktionsnetzwerke	32	je zwei Funktionsnetzwerke austauschbar gegen ein Parabel-Multiplizierernetzwerk
variable Funktionsgeber	8	je 20 Diodenstrecken, feste Knickpunkte, zwei umschaltbare Maximalsteigungen, komplett mit Verstärkern
variable Funktionsgeber	16	je ein Funktionsgeber-Netzwerk austauschbar gegen ein Parabel-Multiplizierernetzwerk je 24 Diodenstrecken maximal, variable Knickpunkte
elektronische Resolver	4	vier Rechenfunktionen wählbar: 1. Transformation Polarkoordinaten — kartesische Koordinaten $R_1, R_2, \theta \rightarrow x_1, y_1; x_2, y_2$ 2. Transformation kartesische Koordinaten — Polarkoordinaten $x, y \rightarrow R, \theta$ 3. vier Parabel-Produkte $x_1 \cdot y_1, x_1 \cdot y_2, x_2 \cdot y_3, x_2 \cdot y_4$ einschließlich sechs Umkehrverstärker 4. sechs Umkehrverstärker
Servo-Resolver	4	drei Rechenfunktionen wählbar: 1. Transformation Polarkoordinaten — kartesische Koordinaten $R, \theta \rightarrow x, y$ 2. Transformation kartesische Koordinaten — Polarkoordinaten $x, y \rightarrow R, \theta$ 3. zwei Produkte
Komparatoren	10	Eingänge auf dem Analog-Programmiersfeld (APF), Ausgänge auf dem Digital-Programmiersfeld (DPF) (zum direkten Ansteuern von Schaltern und logischen Elementen), Lampenanzeige des Schaltzustandes
Schalter	20	wahlweise elektronische Schalter oder Schnellschaltrelais, Steuerungseingänge auf dem Digital-Programmiersfeld (zur direkten Ansteuerung aus Komparatoren und logischen Elementen), Schalteranschlüsse auf dem Analog-Programmiersfeld (zum Schalten von Analogspannungen)
Rauschgeneratoren	2	weitere digitale „pseudo-random“-Rauschgeneratoren lassen sich mit dem Digitalzusatz programmieren

Funktionsschalter	10	
freie Rechenwiderstände	16	
freie Rechenkondensatoren	4	
freie Dioden	16	
Netzwerke für Begrenzung und tote Zone	16	
Logik-Steckkarten (im Digitalzusatz)	24	neun Kartentypen beliebig kombinierbar 1. vier RST-Flip-Flop (auch als JKT verwendbar) 2. drei Mono-Flip-Flop 3. ein vierstufiges Schieberegister 4. ein Zähler mit Decodierung 1 aus 16 5. acht NAND-Glieder mit je zwei Eingängen 6. vier NAND-Glieder mit je vier Eingängen 7. acht NOR-Glieder mit je zwei Eingängen 8. vier NOR-Glieder mit je vier Eingängen 9. 16 Inverter
Relaisverstärker (im Digitalzusatz)	84	zur Ansteuerung aller Integrierer aus logischen Elementen.
Querverbindungen APF — DPF	80	

## Die Steuerung des RA 800 HYBRID

Von W. Giloi, G. Haußmann, J. Kretzschmar, K. Müller und R. Schwarz

Der Rechenablauf im RA 800 HYBRID wird durch die Zusammenarbeit zweier Steuergeräte bestimmt, die jedes für sich spezifische Aufgaben erfüllen: Digitales Bediengerät und Digitalzusatz. Während das Bediengerät allein die Durchführung der normalen Analogrechner-Programme einschließlich des automatischen iterativen Rechnens gestattet, erweitert der Digitalzusatz die Anwendungsmöglichkeiten auf das Gebiet des hybriden Rechnens.

Das digitale Bediengerät (Bild 1) enthält ein Steuersystem unter ausschließlicher Verwendung digitaler Schaltkreise und digitaler Zähler, mit dem die Abwicklung fest verdrahteter Rechenarten und Prüfoperationen sowie die zentrale Anwahl aller Rechenelemente möglich ist. Ein zentraler Taktgenerator (100 kHz-Oszillator, Fehler  $< 10^{-5}$ ) steuert sechs digitale Zeitgeber an, von denen vier an der Frontplatte des Bediengerätes jeweils in zwei Dekaden zwischen 1 ms und 100 s einstellbar sind. Die Ausgangsimpulse der Taktgeber steuern den Ablauf der wählbaren festen Rechenprogramme und erscheinen zusätzlich auf dem Digital-Programmierungsfeld des Digitalzusatzes zum Takten der dort programmierten logischen Schaltungen. Das Anwahlsystem ist so ausgelegt, daß mehrere Nebenrechner bei paralleler Arbeitsweise gleichzeitig mit erfaßt werden können.

Der Digitalzusatz (Bild 2) besteht aus einem Magazinteil zur Aufnahme verschiedener Kartentypen mit logischen Schaltkreisen und dem pulfförmigen Bedienungsteil mit dem auswechselbaren Digital-Programmierungsfeld. Er gestattet die sehr flexible Programmierung von Rechenabläufen auf der Basis festvorgegebener oder bedingter Steuerkommandos, die in den Rechenablauf des Analogteils ähnlich wie festverdrahtete Schaltungen eingreifen.

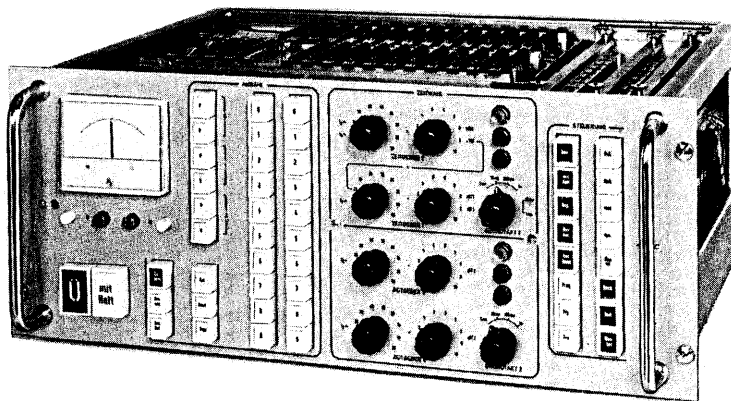


Bild 1: Das digitale Bediengerät im RA 800 HYBRID

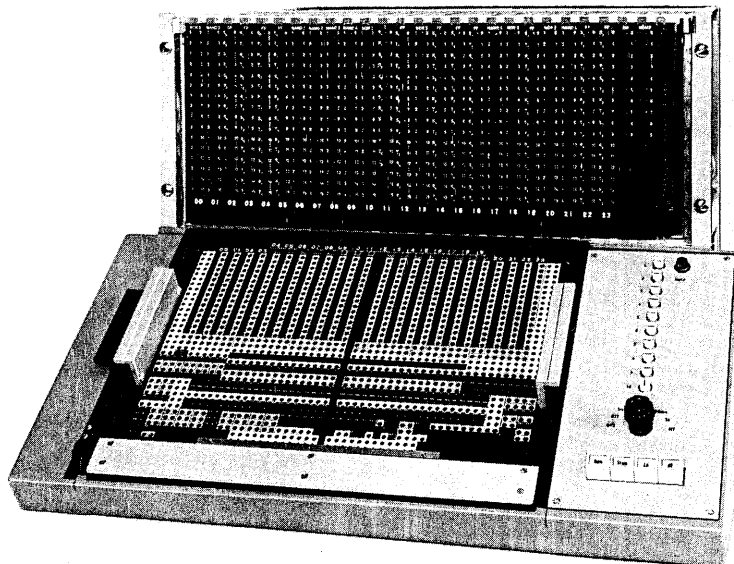


Bild 2:  
Der Digitalzusatz mit Magazinteil und  
auswechselbarem Digital-Program-  
mierfeld

Zusammen mit der vom Digitalzusatz her durchführbaren Einzelsteuerung aller Integrierer eröffnen sich damit völlig neue Anwendungsgebiete des Analogrechners. Eine Lochstreifen-Ein/Ausgabe von Steuerbefehlen und Rechengrößen vervollständigt das System in Richtung auf die Automatisierung aller Ablauffunktionen.

### 1. Anwahl

Sowohl die zentrale Anwahl der Rechenelemente als auch die Messung ihrer Ausgangsspannungen erfolgt digital. Das Bediengerät gestattet die Anwahl von 600 Positionen in einem Haupt- und in zwei Nebenrechnern, also jeweils 100 Potentiometer und 100 andere Rechenelemente (Verstärker, Integrierer, Multiplizierer usw.) je Rechner. Die Anwahladresse enthält die Kennziffer des Rechners, die der Elementennummer vorangestellt wird. Integrierer 12 des Nebenrechners 2 hat so z. B. die Adresse I 212.

Bistabile Kippschaltungen (Flip-Flop-Stufen) speichern die durch Tastendruck am Bediengerät oder extern eingegebene Anwahlposition. Relaiskontakte in einer Entschlüsselungs-Matrix stellen die erforderlichen Verbindungen her. Die angewählte Position wird auf dem Adressenfeld des Digitalvoltmeters und der Anwahltastatur angezeigt. Das gilt bei Handanwahl ebenso wie bei automatischer oder externer Anwahl.

Die automatische Anwahl ermöglicht das Abfragen einer Gruppe aufeinanderfolgender Elemente, deren Anfangs- und Endposition von Hand eingegeben wird. Nach Durchlauf einer solchen Gruppe schaltet die Automatik jeweils wieder auf Handanwahl zurück. Der automatische Ablauf der Anwahl kann jederzeit durch die Taste „Hand“ abgebrochen oder durch die Taste „Stop“ unterbrochen werden. Der Anwahltakt der automatischen Anwahl beträgt bei Ablesung der Werte durch einen Beobachter am Digitalvoltmeter 0,5 Hz. Sollen die Werte ausgedruckt werden, so wird automatisch auf einen 2 Hz-Takt umgeschaltet. Anwahladressen können auch extern in das Adressenregister eingegeben werden. Es lassen sich dadurch Lochstreifenabtaster zur automatischen Potentiometereinstellung anschließen und zeitaufwendige Einstellprozeduren vermeiden. Außerdem wird die Zusammenschaltung mit einem Digitalrechner außerordentlich erleichtert.

Durch Betätigen der Taste „Extern“ werden die Anwahltasten am Bediengerät wirkungslos und das am Potentiometer-Einschub befindliche Tastenfeld zur Handeintastung eines vierstelligen Potentiometerwertes außer Funktion gesetzt. Gleichzeitig werden die Servo-Potentiometer auf externe Eingabe des Einstellwertes vorbereitet. Insgesamt 11 ankommende Leitungen geben die komplette Adresse in einen Adressen-Speicher, dessen vorherige Stellung zunächst gelöscht wird, worauf ein Übernahmebefehl den Speicher auf die neue Adresse einstellt. Durch Betätigen der Taste „Hand“ oder „Autom.“ kann die externe Anwahl jederzeit abgebrochen und durch Anwahl von der Tastatur des Bediengerätes ersetzt werden.

### 2. Steuerung der Betriebsarten

Der Analogrechner wird vom Bediengerät durch eine Anzahl festverdrahteter Rechenprogramme gesteuert. Allen Programmen ist gemeinsam, daß ihre Taktzeiten aus einem quarzkontrollierten Grundtakt über voreingestellte Zähler gewonnen werden. Der 100 kHz-Takt des zentralen Quarzoszillators wird über Frequenz-



teiler zur Erzeugung von zwei Grundtaktten GT 1 und GT 2 verwendet (Bild 3). Unabhängig voneinander lassen sich über zwei Drehschalter an der Frontplatte des Bediengerätes Grundtakte von 1 ms, 10 ms, 100 ms und 1 s wählen. Jeder Grundtakt speist drei digitale Zeitgeber, von denen zwei je in zwei Dekaden von 1 bis 100 einstellbar sind. Diese Einstellung  $F_P$  bzw.  $F_R$  multipliziert sich jeweils mit dem vorgewählten Grundtakt. Der dritte Zeitgeber ( $F_H$ ) gibt den Grundtakt selbst ab.

Werden die Zeitgeber in den festen Rechenprogrammen verwendet, so bestimmt ein Zeitgeber die von 1 ms bis 100 s einstellbare Pausenzeit, der zweite die gleicherweise einstellbare Rechenzeit und der dritte Zeitgeber die dem Grundtakt entsprechende Haltezeit. Da diese Anordnung zweimal vorhanden ist, lassen sich zwei unabhängige Rechenabläufe steuern. Grundsätzlich beginnt jeder Rechenablauf mit „Pause“, d. h. der Aufladung der Rechenkondensatoren auf den Anfangswert. Der jeweilige Steuerzustand, also Pause, Rechnen bzw. Halten, wird für jeden Rechenablauf getrennt mit farbigen Signallampen an der Frontplatte des Bediengerätes angezeigt (Bild 1).

Die wählbaren Rechenprogramme werden im folgenden kurz beschrieben.

### 2.1 Dauerrechnen

Das Programm startet mit „Pause“ entsprechend der eingestellten Pausenzeit. Die sich anschließende Rechenzeit ist unabhängig von der Stellung der Zeitschalter und wird beendet

1. durch Betätigen der Tasten „Halt“ oder „Pause“,
2. durch ein Signal, das an die Haltebuchse „H“ (am Analog-Programmiersfeld oder am Digital-Programmiersfeld) Nullpotential legt, oder
3. durch die Übersteuerung eines Rechenverstärkers, falls die Taste „Ü mit Halt“ gedrückt ist.

### 2.2 Rechnen mit Halt

Nach Ablauf von „Pause“ und „Rechnen“ entsprechend den jeweils eingestellten Zeiten steuert das Programm auf „Halt“. Durch Betätigen der Taste „Weiter“ wird (ohne vorherige Pause) um die eingestellte Rechenzeit weitergerechnet. Beim RA 800 wurden bei der Rechenart „mit periodischem Halt“ in der Halteperiode zehn Elemente mit einem Schrittschalter abgefragt, deren Werte angezeigt und eventuell ausgedruckt. Dieselbe Funktion läßt sich auf dem Digital-Programmiersfeld des Digitalzusatzes beim RA 800 HYBRID leicht programmieren.

### 2.3 Repetierendes Rechnen

Beim repetierenden Rechnen wird laufend der Zyklus Pause/Rechnen/Halten mit den eingestellten Zeiten durchlaufen, wobei die Haltezeit der jeweiligen Grundtaktzeit entspricht. Durch Betätigen der Taste „Programm“ wird die feste Abhängigkeit der Haltezeit jedoch aufgehoben und die Regie dafür dem Digitalzusatz übergeben, auf dessen Digital-Programmiersfeld beliebige Haltezeiten bzw. logische Bedingungen zu ihrer Beendigung festgelegt werden können.

Die Rechenart „Repetieren“ ist zum Aufzeichnen von Kurvenscharen bei Änderung eines Parameters besonders geeignet. Wird der im Digitalzusatz programmierbare Schrittschalter in das Programm einbezogen, so wird in der Haltezeit um jeweils eine Position weitergeschaltet.

In besonderen Anwendungsfällen ist die Einstellung der Rechenzeit auf zwei Dezimalen nicht ausreichend. Es besteht daher die Möglichkeit, in der Rechenart „Repetieren“ die Einstellung auf vier Dezimalen zu erweitern. Am Bediengerät ist diese Einstellung durch die Farbgebung gekennzeichnet; die sonst zur Einstellung der Pausenzeit dienenden Schalter werden in diesem Falle mit zur Rechenzeiteinstellung benutzt. Damit wird die Rechenzeit auf  $(100 F_P + F_R) G_T$  festgelegt. Wählbar sind die Grundtakte 1 ms und 10 ms, so daß sich Rechenzeiten von 101 ms bis 101 s ergeben. Die Pausenzeit und die Haltezeit sind dabei fest auf 1 s eingestellt.

### 2.4 Iterierendes Rechnen

Diese Rechenart dient dem automatischen iterativen Rechnen mit zwei getrennten Integriergruppen. Die Gruppen werden durch entsprechende Programmierung der Integrierer auf dem Analog-Programmiersfeld als

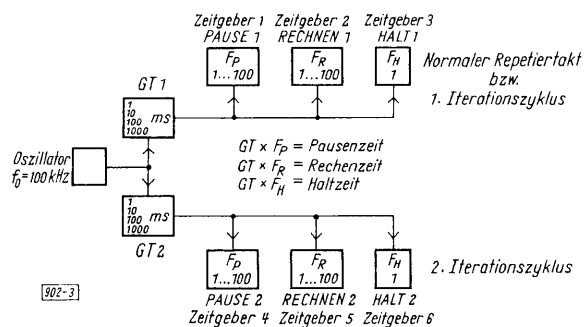


Bild 3: Taktbereitung und Steuerung der Zeitgeber im Bediengerät des RA 800 HYBRID

normale oder komplementäre Integrierer bzw. Speicher gebildet. Die sechs Zeitgeber durchlaufen dabei entsprechend ihrer Zuordnung zu den Grundtaktten fortlaufend nacheinander zwei Zyklen in der Reihenfolge: Pause 1– Rechnen 1– Halten 1– Pause 2– Rechnen 2– Halten 2– Pause 1, ... usw. Die Grundtakte und Zählereinstellungen können für jeden Teilzyklus unterschiedlich sein.

Während eine Gruppe von Integrierern rechnet, befindet sich die andere Integrierergruppe in der Anfangswertstellung. Die Haltezeit ist gleich der gewählten Grundtaktzeit. Durch besonderes Programmieren am Digital-Programmierfeld und zusätzliche Betätigung der Taste „Progr.“ können auch andere Abläufe erzielt werden.

Bei der Wahl verschiedener Grundtakte ist zu beachten, daß die Summe aller Zeiten (Rechnen-, Halte- und Pausenzeit) des schnelleren Taktes ein ganzzahliges Vielfaches des langsameren Taktes sein muß, um den Übergang beider Takte definiert zu gestalten. Wenn  $F_R$  der eingestellte Rechenzeitfaktor und  $F_P$  der Pausenzeitfaktor ist, lautet die Bedingung bei  $GT 1 \neq GT 2$

$$(F_{R1} + F_{P1} + 1) \cdot GT 1 = n \cdot GT 2 \quad (n \geq 1, \text{ ganzzahlig}).$$

Bei gleichem Grundtakt für beide Rechentakte ist die Gleichung von selbst erfüllt.

### 2.5 Iterativ Hand

Diese Rechenart entspricht dem automatischen iterativen Rechnen mit dem Unterschied, daß nach dem Start nur der erste Teilzyklus Pause 1– Rechnen 1– abläuft und der Rechner dann in „Halt“ geht. Wird die Taste „Weiter“ betätigt, folgt der zweite Teilzyklus mit Pause 2– Rechnen 2. Bei jeder Betätigung der Taste „Weiter“ schließt sich der Start des jeweils anderen Teilzyklus an. Dies ist z. B. für eine Optimierung von Hand oder zur Prüfung von Programmen von Vorteil. Das „Weiter“-Signal kann auch vom Digital-Programmierfeld oder extern (z. B. von einem Digitalrechner) gegeben werden, so daß sich weitere Steuerungsmöglichkeiten erschließen.

### 2.6 Halten

Wird die Haltetaste während der Rechenphase betätigt, so stellt sich unabhängig von der gewählten Rechenart sofort der Rechner auf Halt, befindet sich der Rechner im Pausen- oder Haltezustand, so bleibt dieser Zustand erhalten. Erneuter Start der Rechnung ist aus dem Pausenzustand mit der Taste „Rechnen“ möglich. Sowohl „Halt“ als auch „Pause“ und „Rechnen“ sind extern steuerbar.

### 2.7 Übersteuerung mit Halt

Ist die neben der Übersteuerungsanzeige befindliche Taste „mit Halt“ gedrückt, so wird unabhängig von der gewählten Rechenart bei Auftreten einer Übersteuerung die Rechnung angehalten. Die Rechnung muß danach erneut mit der Taste „Rechnen“ gestartet werden, nachdem zuvor die Taste „Pause“ gedrückt und die Übersteuerung beseitigt wurde.

## 3. Steuerung von Ausgabegeräten

Die im Gerät befindlichen oder extern anzuschließenden Ausgabegeräte werden ebenfalls vom Bediengerät gesteuert, um sie den besonderen Anforderungen des gewählten Rechenprogramms anpassen zu können.

### 3.1 Steuerung des Digitalvoltmeters

Das Digitalvoltmeter mißt im allgemeinen periodisch, gesteuert von einem 400 Hz-Takt. Jede Veränderung wird also praktisch sofort angezeigt. Das gilt für die meisten Rechenarten, bei Prüfungsvorgängen und bei der Potentiometereinstellung. Bei den Rechenarten „Repetieren“ oder „Iterieren“ sowie bei automatischer Anwahl mißt das Digitalvoltmeter nur, wenn ein Meßbefehl gegeben wird. Dieses geschieht automatisch am Ende der Rechenzeit (Messung erfolgt in der Haltezeit) oder bei automatischer Anwahl einer Position oder wenn die Taste „Druckbefehl“ betätigt wird. Da der Meßbefehl bei iterativem Rechnen normalerweise in beiden Teilzyklen gegeben wird, muß es möglich sein, ihn für einen oder beide Takte zu unterdrücken bzw. zu einer beliebigen Zeit zu geben. Dazu können auf dem Digital-Programmierfeld entsprechende Verbindungen hergestellt werden.

### 3.2 Steuerung des Druckers

Zum Ausdrucken von Meßwerten kann z. B. ein Kienzle-Drucker angeschlossen und gesteuert werden. Bei den Rechenarten „Repetieren“ und „Iterativ Hand“ sowie bei automatischer Anwahl gibt es zu jedem Meßbefehl auch einen Druckbefehl, falls die Taste „Drucker ein“ betätigt wurde. Darüber hinaus kann jederzeit

mit der Taste „Druckbefehl“ ein Einzeldruck ausgelöst werden. Bei der Einstellung der Servopotentiometer (Eingabe von Hand oder extern) wird der Druckbefehl nach Erreichen des Sollwertes automatisch ausgeführt.

### 3.3 Sägezahnspannung

Als Zeitbasis von Ausgabegeräten wird mit einem speziellen Integrierer innerhalb der eingestellten Rechenzeit eine von 0 Volt nach +10 V linear mit der Zeit ansteigende Spannung erzeugt, die an einer Buchse „Z“ abgenommen werden kann. Bei Dauerrechnen steht die Sägezahnspannung für die am Zeitgeber 2 eingestellte Zeit zur Verfügung. Bei jeder Betätigung der Taste „Weiter“ erfolgt eine erneute Auslenkung über die eingestellte Zeit. Wenn auf dem Oszillographen die volle Auslenkung von -10 V bis +10 V gewünscht wird, kann dies durch Horizontalverschiebung um -10 V und Erhöhung der X-Verstärkung um den Faktor 2 erreicht werden. Bei iterativem Rechnen kann die Ablenkspannung wahlweise für Takt 1 oder Takt 2 erzeugt werden, bei langsamen Takten auch für Takt 1 und Takt 2.

### 3.4 Oszillograph, XY-Schreiber, Zeitschreiber

Während der Rechen- und Haltezeit wird der Strahl des im Rechner eingebauten Kontrolloszillographen durch einen elektronischen Schalter hellgetastet.

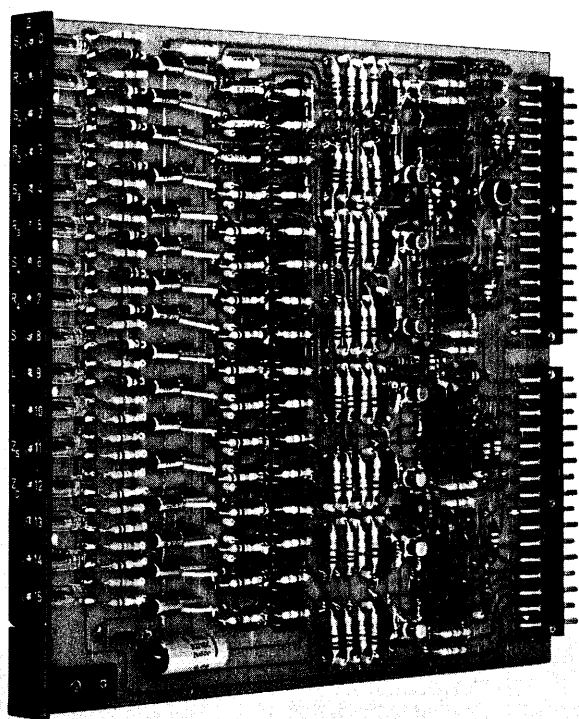
Die Feder eines angeschlossenen Schreibers wird zum Rechenbeginn aufgesetzt und am Ende der Rechenzeit abgehoben. Bei der Rechenart „Dauer“ wird die Feder nur während der am Zeitgeber 2 eingestellten Rechenzeit aufgesetzt. Wird die Taste „Weiter“ gedrückt, erfolgt eine neue Aufzeichnung über den gleichen Zeitraum. Bei den iterativen Rechenarten werden beide Takte aufgezeichnet oder, vom Digital-Programmiersfeld gesteuert, wahlweise unterdrückt.

Ein angeschlossener Zeitschreiber wird nur in Stellung „Rechnen“ in Betrieb gesetzt. Während der Halte- und Pausenzeiten ist kein Papiervorschub möglich.

## 4. Aufbau des Digitalzusatzes

Der digitale Steuersatz wird zusammen mit dem Digital-Programmiersfeld als eine Montageeinheit in den Analogrechner eingefügt. Die digitalen Elemente sind auf Steckeinheiten untergebracht, die von der Frontseite her mit einem Handgriff ausgewechselt werden können (Bild 4). Der jeweilige Ausgangszustand — „0“ oder „1“ — eines jeden Elements wird durch Glimmlampen auf der Stirnseite der Steckeinheiten angezeigt.

In dem Magazin zur Aufnahme der Steckeinheiten stehen 24 Plätze zur Verfügung, wobei in jeden Platz jeder beliebige Kartentyp einsetzbar ist. Diese 24 Plätze korrespondieren mit 24 Anschlußfeldern auf dem Digital-Programmiersfeld, wobei eine für den Programmierer leicht verständliche Kennzeichnung auf der Stirnseite der Steckeinheiten angibt, welche Bedeutung die Ein- und Ausgänge in dem speziellen Fall besitzen. Auf dem auswechselbaren Digital-Programmiersfeld mit seinen 1768 Buchsen befinden sich:



Ein- und Ausgänge von 24 Steckeinheiten mit Digital-elementen;

Anschlüsse der Steuerrelais (bzw. der elektronischen Steuerschalter) für 40 Integrierer mit vorgeschalteten Relaisverstärkern;

Ausgänge aller Zeitgeber des digitalen Bediengerätes;

Ausgänge aller Komparatoren (die Eingänge der Komparatoren befinden sich auf dem Analog-Programmiersfeld);

Steuer-Eingänge aller Anlogschalter (die Schalterkontakte befinden sich auf dem Analog-Programmiersfeld);

die gewählten Grundtakte;

die festen Takte 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz, 2 Hz, 1 Hz, 0,5 Hz;

Ein- und Ausgänge spezieller dekadischer Zähler bzw. eines D/A-Umsetzers, als Zusatzeinschub in den Rechner einsetzbar;

Über 160 Querverbindungsleitungen zu anderen Rechnern, zum Analog-Programmiersfeld oder bei hybriden Rechnersystemen zum Digitalrechner;

Steuerbuchsen zur Programmierung spezieller Rechenabläufe.

Bild 4: Steckeinheit mit digitalen Schaltkreisen

Die Anschlüsse der Steuer-Schalter der Integrierer des Rechners [1] sind mit den Ausgängen der Zeitgeber über Kurzschlußstecker beliebig kombinierbar, so daß jeder Integrierer von jedem Zeitgeber gesteuert werden kann (spezielle Integrierersteuerung). Zusätzlich zu den vom Bediengerät gelieferten festen Takten läßt sich der Arbeitstakt für die digitalen Elemente durch einen Schalter wählen, der auf einem Bedienfeld neben dem Digital-Programmiersfeld (Bild 2) angeordnet ist. Der Takt ist von 10 kHz bis 1 Hz in dekadischer Stufung wählbar oder kann durch eine Taste von Hand ausgelöst werden, was zur Ausprüfung digitaler Steuerprogramme dient. Das Bedienfeld im Digital-Zusatz enthält ferner zehn arretierbare Umschalt-Tasten, deren Anschlüsse ebenfalls auf das Digital-Programmiersfeld geführt sind. Eine Löschtaste ermöglicht die Normierung aller Flip-Flops; d. h. alle Flip-Flops können nach dem Einschalten des Rechners oder vor Beginn einer Rechnung in die Nullstellung gebracht werden, was auch gekoppelt mit der Taste „Pause“ am Bediengerät geschehen kann.

Im Digital-Zusatz ist außerdem ein dekadischer Zähler mit angeschlossenen Relais vorhanden, der einen „Schrittschalter“ nachbildet und zur automatischen Abfrage von Elementen oder zur automatischen Parameteränderung verwendet werden kann. In einem Ablauf lassen sich maximal  $2 \times 10$  Elemente auswählen, die am Analog-Programmiersfeld gesteckt sind. Die jeweilige Stellung des Schrittschalters wird am Digital-Zusatz durch Lampensignal angezeigt. Der Schrittschalter kann jederzeit durch Verbindungen der entsprechenden Buchsen am Digital-Programmiersfeld in das Rechenprogramm einbezogen werden. So kann er z. B. in der Rechenart „mit Halt“ den „Weiter“-Befehl nach Erreichen des letzten abzufragenden Elements geben. In jeder Position wird ein Meß- und Druckbefehl gegeben. Ein eingebautes Netzgerät zur Versorgung der Digital-Elemente vervollständigt den Digital-Zusatz und gestattet seine Verwendung auch außerhalb des RA 800 HYBRID.

## 5. Anwendung des Digitalzusatzes

Mit dem Digitalzusatz kann das am Bediengerät eingestellte Programm in vielfältiger Weise abgewandelt werden.

Ist am Bediengerät zusätzlich zu einer Rechenart die Taste „Progr.“ gedrückt, kann vom Digital-Programmiersfeld in die Ablaufsteuerung eingegriffen werden. Die Rechen- und Pausenzeit behalten dabei die eingestellten Werte, jedoch läßt sich die Haltezeit nach Belieben verändern. Dazu wird z. B. ein Zähler über ein Flip-Flop durch den Rechenzeit-Endimpuls angestoßen und bewirkt nach einer vorgewählten Zeit das Ende der Haltezeit.

Für spezielle iterative Rechnungen ist es möglich, abweichend vom normalen Ablauf z. B. mehrere schnelle Takte auf einen langsamen Takt folgen zu lassen (Programmierung von „Schleifen“). Dazu wird von den Impulsen am Ende der Haltezeit, die sonst den Wechsel des Taktes bewirken, zunächst ein voreingestellter Zähler gesteuert, der über ein Flip-Flop schließlich den Taktwechsel nach der vorbestimmten Anzahl von Zyklen eines Taktes hervorruft. Dieser Taktwechsel kann natürlich auch vom Erreichen eines vorgegebenen Rechenergebnisses abhängig gemacht werden.

Bestimmte Probleme können eine besondere Steuerung einzelner Integrierer oder Integrierergruppen erforderlich machen. Für die exakte Anpassung an das vom Bediengerät gegebene Programm sind besondere Buchsen auf dem Digital-Programmiersfeld vorgesehen, an denen die möglichen Rechnerzustände des Analogrechners (Pause 1, Rechnen 1, Halt 1, Pause 2, Rechnen 2, Halt 2) signalisiert werden. Die getaktete Steuerung der Flip-Flop-Stufen am Ende von Pausen-, Rechen- oder Haltezeit oder beim Zykluswechsel der iterativen Programme ist durch entsprechend verfügbare Impulse möglich. Übersteuerungs-Halt kann ebenfalls signalisiert werden.

Beispiele für die mit dem Digitalzusatz bearbeitbaren Programme werden an anderer Stelle gegeben [3]. Außerdem besorgt der Digitalzusatz die programmierbare Verbindung der Steuer-Leitungen zwischen Analog- und Digital-Rechnern bei hybriden Rechner-Systemen: Abfrage- und Interrupt-Leitungen des Digitalrechners können von Komparatoren, Konjunktionen usw. erregt werden. Signale des Digitalrechners können ohne oder mit Entschlüsselung und Speicherung zur Steuerung von Integrierern, zum Setzen von D/A-Schaltern usw. eingesetzt werden. Organisation und Anwendung hybrider Rechnersysteme sind in [2] näher beschrieben.

## Literatur

- [1] A. Kley, E. Heim, K. Müller und P. Nieß: Elektronische Schalter für die Integrierersteuerung. *Telefunken-Zeitung* 39 (1966) H. 1, S. 33...39.
- [2] W. Giloi: Hybride Rechnersysteme. *Telefunken-Zeitung* 39 (1966) H. 1, S. 82...100.
- [3] W. Giloi, A. Kley, R. Herschel, G. Haußmann und P. Wiesenthal: Aufbau und Anwendung des hybriden Analogrechners. *Telefunken-Zeitung* 39 (1966) H. 1, S. 66...81.

# Servo-Einstellung der Koeffizientenpotentiometer

Von W. Giloi und O. Bohner

Mit dem Servopotentiometerfeld (Bild 1) lassen sich Rechenkoeffizienten schnell und genau automatisch einstellen. Die Potentiometer werden vom Bediengerät angewählt, die einzustellenden Werte über ein äußeres Tastenfeld mit einer Genauigkeit von vier Dezimalstellen eingegeben. Die eingestellten Werte werden vom Digitalvoltmeter angezeigt, bei Bedarf ausgedruckt und eventuell in einen Lochstreifen ausgestanzt. Anwahl und Eingabe sind auch durch externe Geräte, z. B. Lochstreifenleser, möglich. Durch Übernahme der Ausgangsgrößen beliebiger Rechenelemente in Speicher und anschließende Eingabe als Sollwert ist eine automatische Umwandlung von Rechenergebnissen in Koeffizienteneinstellungen durchführbar.

Je neun Potentiometer sind mit ihren Antriebsmotoren auf einer Steckeinheit vereinigt (Bild 2). Die Einheiten werden von der Einschubrückseite eingesetzt und ermöglichen für eine Standardeinheit RA 800 HYBRID den stufenweisen Ausbau bis auf 90 Servopotentiometer. Zusätzlich sind je Rechner stets zehn handeinstellbare Potentiometer mit Präzisionsantrieb verfügbar. Jedes angewählte Servopotentiometer kann unabhängig vom automatischen Einstellvorgang mittels eines Tasthebels in wählbarer Geschwindigkeit vor- und rückwärts bewegt werden.

Das im RA 800 HYBRID angewandte Einstellsystem beruht auf dem Prinzip der Nachlaufregelung (Bild 3). Die Differenz zwischen der Einstellspannung  $U_E$  und der Potentiometerspannung  $U_P$  wird einem chopperstabilisierten Summierverstärker  $V$  zugeführt. Der jedem Potentiometer zugeordnete, permanent erregte Gleichspannungsmotor dreht die Achse des angewählten Potentiometers so lange, bis  $U_P - U_E \leq \epsilon$  ist. Die nach erfolgter Einstellung noch verbleibende Differenzspannung  $\epsilon$  ist durch Reibung, Getriebe- und Potentiometerauflösung bedingt.

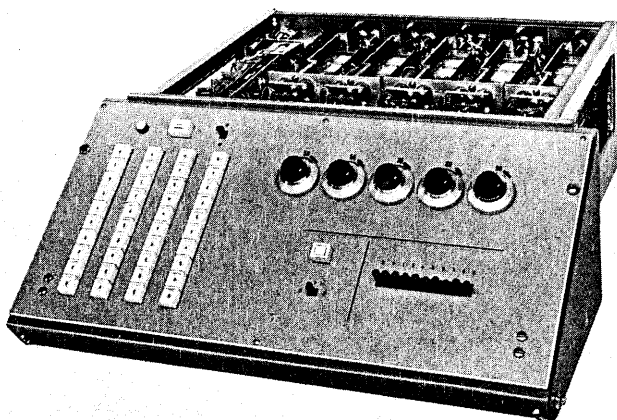


Bild 1: Potentiometereinschub mit Einstelltastatur

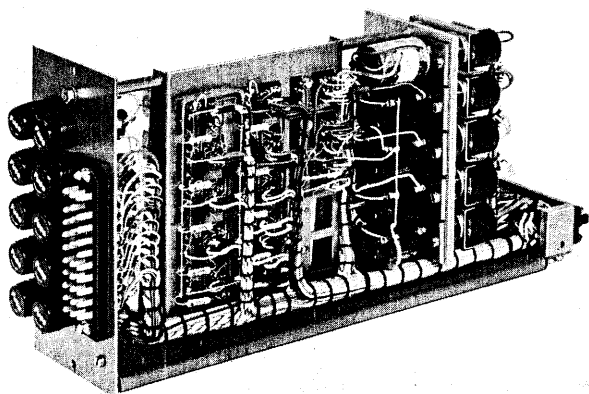


Bild 2: Potentiometereinheit

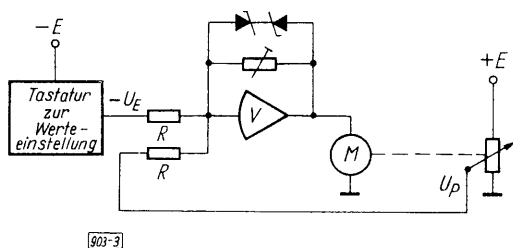


Bild 3: Prinzip der Nachlaufregelung

Die Getriebslose kann auf Kosten der Reibung durch verspannte Zahnräder klein gehalten werden. Der Reibungsfehler wird durch eine entsprechende Verstärkerdimensionierung soweit verringert, daß die Genauigkeit des hier verwendeten Servoantriebes fast ausschließlich durch die Potentiometerauflösung gegeben ist. Mit Rücksicht auf eine große Bandbreite wurde für das System ein Draht-Potentiometer mit  $5 \text{ k}\Omega$  gewählt. Die Windungszahl dieser Type mit 4650 Windungen ist ausreichend, um noch eine Auflösung von  $1 \cdot 10^{-4}$  (bezogen auf  $2E$ ) zu erzielen.

Die obere Grenze für die Einstellgeschwindigkeit eines Servopotentiometers wird durch die höchste zulässige Drehzahl des Potentiometerschleifers (etwa  $400 \text{ U/min}$ ) sowie durch die Leistung des Antriebsmotors begrenzt. Bei der automatischen Einstellung von Rechenkoeffizienten im RA 800 HYBRID ist in erster Linie eine hohe Genauigkeit erforderlich. Große Einstellgeschwindigkeit ist wünschenswert, jedoch

nicht entscheidend. Im Hinblick auf eine hohe Lebensdauer von Motor und Potentiometer wurde die mittlere Einstellzeit auf 1,5 s gelegt.

Jedes Potentiometer ist über eine Rutschkupplung mit dem zugehörigen Motor verbunden. Somit wird das lastempfindliche Getriebe bei Ausfall der positiven Maschineneinheit vor Beschädigung beim Endanschlag am Potentiometer geschützt. Außerdem schaltet sich eine rote Warnlampe ein, wenn eine maximale Einstellzeit von 3,5 s überschritten wird.

Für die vierstellige Koeffizienteneingabe enthält das Tastenfeld je Dekade fünf Widerstände, mit deren Toleranz eine theoretische Einstellgenauigkeit von  $1 \cdot 10^{-4}$  (bezogen auf 1 E) erreicht wird. Alle Widerstände sind zwischen den dekadischen Referenzspannungsteiler und den Summenpunkt des Operationsverstärkers V geschaltet. Die eigentliche Einstellung erfolgt durch kurzes Drücken der Taste „Pot.“ bzw. bei Fernbedienung über eine Externleitung. Hierdurch wird das angewählte Potentiometer mit dem Verstärker verbunden und von seinem Motor solange angetrieben, bis die Spannungsdifferenz am Eingang des Summierverstärkers  $\varepsilon < 2$  mV wird und ein Komparator den Einstellvorgang beendet. Ein Relais signalisiert verzögert Einstell-Ende und Druckbefehl-Freigabe. Der dekadische Referenzspannungsteiler kann auch allgemein, d. h. unabhängig von der Potentiometereinstellung, verwendet werden (z. B. zum Einstellen der Dioden-Funktionsgeber).

## Zusatzeinschübe mit nichtlinearen Elementen

Von W. Giloi und A. Geiger

Die Bearbeitung vieler Probleme auf dem Analogrechner verlangt eine relativ große Anzahl sogenannter nichtlinearer Rechenelemente (Multiplizierer, Funktionsgeber, Koordinatenwandler), wobei die Zusammensetzung je nach Aufgabenstellung verschieden ist. Es treten daher häufig Anpassungsbedingungen auf, die nur ein flexibles System von Rechenelementen mit weitgehender Austauschbarkeit bzw. Mehrfachausnutzung bewältigen kann. Diesen Forderungen ist beim RA 800 HYBRID durch Einsatz folgender neuer Einschübe Rechnung getragen:

Funktionsgeber FG 801,  
Elektronischer Resolver ER 740/800 und  
Nichtlineare Netzwerke NN 800.

Die Einschübe lassen sich an verschiedenen Plätzen des Rechnergestells untereinander austauschbar einsetzen. Die in ihnen enthaltenen Netzwerke [1] und Rechenverstärker können jeweils aus ihrem normalen Schaltungszusammenhang gelöst werden und stehen als einzeln verwendbare Rechenelemente bei Bedarf auf dem Analog-Programmiersfeld zur Verfügung. Die sich daraus ergebenden umfangreichen Anwendungsmöglichkeiten werden im folgenden beschrieben.

### 1. Funktionsgeber FG 801

In einem Einschub sind vier vollständige Diodenfunktionsgeber untergebracht. Jeder Funktionsgeber kann eine Funktion in bekannter Weise durch einen Polygonzug nachbilden [1]. Die 20 Knickpunkte liegen zwischen  $-E$  und  $+E$  (Einheitsspannung  $E = 10$  V) in Abständen von je 1 V fest. Für jeden Knickpunkt kann die Steigung der Approximationsgeraden durch ein Potentiometer an der Frontplatte eingestellt werden (Bild 1). Die Prinzipschaltung eines Funktionsgebers im Einschub FG 801 zeigt Bild 2.

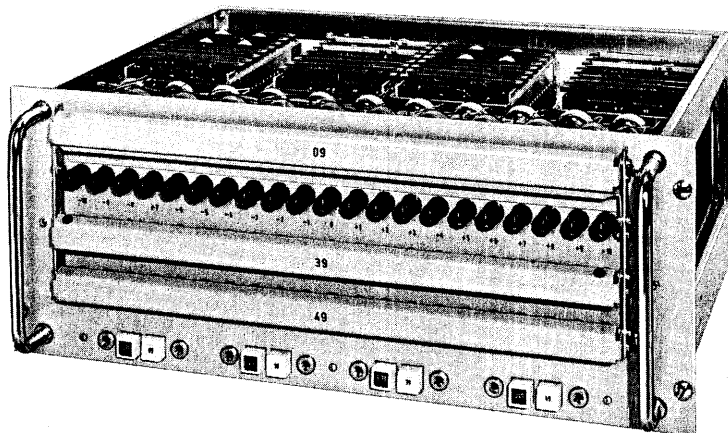




Bild 1: Einschub Funktionsgeber FG 801

### 1.1 Umschaltbare Steilheit

Mit Hilfe des Drehschalters *S* wird die maximal erreichbare Steilheit der Approximations-Teilgeraden je Knickpunkt auf etwa  $\pm 5 \text{ V/V}$  bzw.  $\pm 1,7 \text{ V/V}$  festgelegt. Die Umschaltung bringt Vorteile, weil mit kleineren Maximal-Steilheiten, die zur Darstellung von Funktionen oft ausreichen, geringere Fehler durch Rauschen am Ausgang erreichbar sind.

### 1.2 Herausgeführte Verstärker



Zu jedem Funktionsgeber gehört eine Taste  und daneben eine Übersteuerungsanzeigelampe für den Ausgangsverstärker *V2*, die gleichzeitig die Funktionsgeberadresse angibt. Durch Drücken der Taste  wird bewirkt, daß ein Umschaltrelais *U* den Verstärker *V2* vom Funktionsgebernetzwerk abschaltet und zu einem frei verfügbaren Umkehrverstärker macht. Damit stehen je Einschub Funktionsgeber maximal vier freie Umkehrverstärker zur Verfügung. Für diese ist jeweils bei der Betriebsart „Pot. einstellen“ der Eingangswiderstand  $R_e$  über einen Kontakt des *C*-Relais an Masse gelegt, um den richtigen Lastwiderstand für die am Eingang der Umkehrverstärker angeschlossenen Koeffizienten-Potentiometer zu bilden.

### 1.3 Funktionseinstellung

Ist im Bediengerät RA 800 HYBRID die Taste „Pot.“ gedrückt, so besteht automatisch eine Verbindung vom Eingang des angewählten Funktionsgebers zum Einstellgerät (Relais *Pt* und *A* angezogen). Die Einstellung geschieht beim RA 800 HYBRID mit der Einstelltastatur der Servopotentiometer, an die über einen Kippschalter positive oder negative Maschineneinheit gelegt wird. Sind keine Servopotentiometer vorhanden, so wird ein separates Funktionsgeber-Einstellgerät eingesetzt.

Das Einstellgerät liefert über zehn Tasten die Vorspannungen für die Knickpunkte. Damit ist eine bequeme Möglichkeit zur Einstellung der Funktionsgeber vorhanden. Der Ausgang des Funktionsgebers ist bei der Anwahl gleichzeitig mit dem Digitalvoltmeter verbunden, so daß Funktionswerte sehr genau abgelesen werden können. Das Einstellen der Potentiometer wird durch Feintriebe erleichtert, die den Drehbereich der Potentiometer versechsfachen.

### 1.4 Nullpunktkorrektur

Die Nullpunkte der Verstärker *V1* und *V2* können korrigiert werden, ohne daß die Eingangsbuchsen freigemacht werden müssen, da beim Drücken der Taste „Null“ im Bediengerät die Relais *C* und *C\** anziehen. Beim Betrieb als Inverter (Taste  gedrückt) ist der Nullpunkt des Verstärkers *V2* allein einstellbar. Im Betrieb als Funktionsgeber (Taste  gelöst) ist danach die Nullpunktkorrektur für *V1* möglich. Die entsprechenden Abgleichpotentiometer sind bequem an der Frontplatte zugänglich.

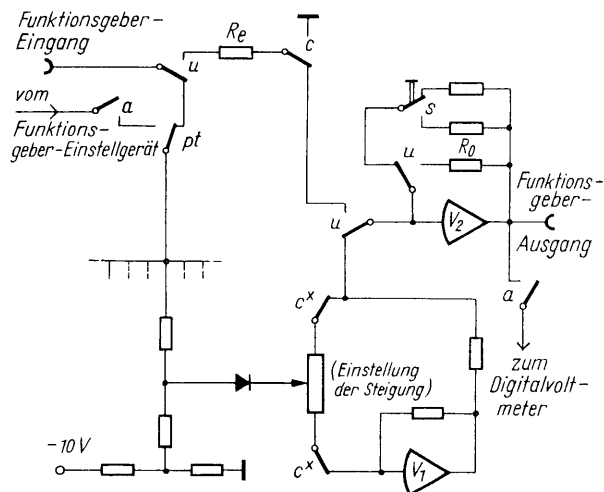


Bild 2: Prinzipschaltung des Diodenfunktionsgebers (nur eine Diodenstrecke gezeichnet)

## 2. Einschub „Elektronischer Resolver ER 740/800“

Der elektronische Resolver ER 740/800 ist eine wichtige Ergänzung zu den Analogrechnern RAT 740 und RA 800 HYBRID [2]. Der Einschub, der auch als selbständiges Gerät verwendet werden kann, ermöglicht wahlweise die folgenden Rechenoperationen:

1. Umwandlung von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten
2. Umwandlung von Polarkoordinaten in kartesische Koordinaten
3. Bildung von vier Produkten (Parabel-Multiplizierer)
4. Vorzeichenumkehr von sechs Rechengrößen

Die gewünschte Operation wird über Drucktasten an der Frontplatte des Einschubes gewählt.

Der Einschub ER 740/800 besitzt ein eigenes Netzgerät zur Versorgung der Verstärker. Es ist jedoch möglich, die Versorgungsleitungen mit Hilfe einer Adapterkarte zum Netzgerät des RA 800 HYBRID durchzuschalten,

falls dieses noch nicht ausgelastet ist. Als Zusatz zum RAT 740 hat der Einschub ein eigenes Netzkabel. Da Gehäuseerde und Netzerde nur am zentralen Erdpunkt verbunden werden dürfen, wird die Netzspannung aus Sicherheitsgründen erst dann geschaltet, wenn der RAT 740 eingeschaltet und über das Steuerkabel die Gehäuseerde durchverbunden ist.

Die Steuerung der Verstärker bei „Potentiometer einstellen“, „Nullen“ und „Übersteuerungs-Halt“ erfolgt sowohl beim RA 800 HYBRID als auch beim RAT 740 automatisch.

## 2.1 Umwandlung kartesische Koordinaten/Polarkoordinaten

Zum Umwandeln von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten wird an der Frontplatte des Einschubes die Taste  $\rightarrow R, \theta$  gedrückt (Bild 3).

Das Programmierfeld des RA 800 HYBRID enthält in den Feldern 2 und 7 je zwei Buchsenfelder zum Anschluß von Koordinatenwandlern (Bild 4). Bei der Umwandlung kartesischer Koordinaten in Polarkoordinaten sind  $\pm x$ ,  $\pm y$  die Eingangsbuchsen und  $R$  und  $\theta$  die Ausgangsbuchsen. Die Eingänge müssen niederohmig aus Rechenverstärkern angesteuert werden. Der Ausgang  $R$  ist mit dem Summenpunkt eines Rechenverstärkers zu verbinden, der mit  $20\text{ k}\Omega$  rückgeführt ist. Der Ausgang für den Winkel  $\theta$  ist bereits ein Verstärkerausgang, der im RA 800 HYBRID über eine der Adressen 27, 28, 77 oder 78 angewählt werden kann.

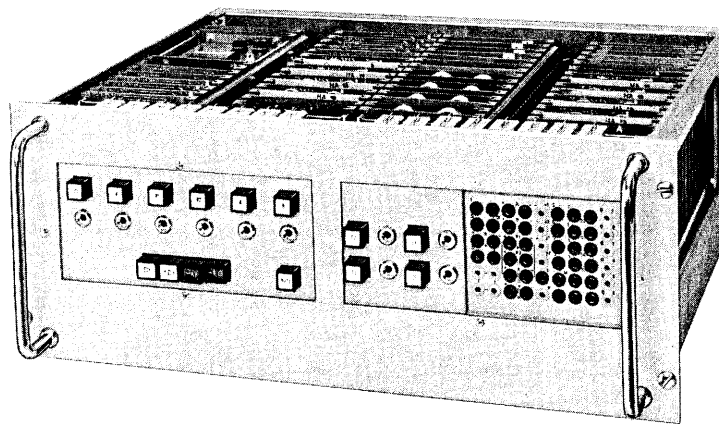
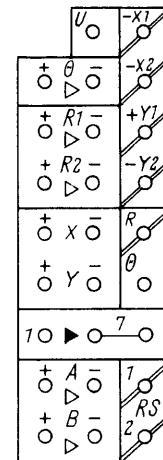


Bild 3 (links):  
Einschub Elektronischer Resolver  
ER 740/800

Bild 4 (unten):  
Ausschnitt aus dem Programmier-  
feld eines Elektronischen Resolvers



509-91

## 2.2 Umwandlung Polarkoordinaten/kartesische Koordinaten

Zum Umwandeln von Polarkoordinaten in kartesische Koordinaten wird an der Frontplatte des Einschubes die Taste  $\rightarrow x, y$  gedrückt. Im Programmierfeld (Bild 4) sind hierfür die Eingangsbuchsen  $\pm R_1$ ,  $\pm R_2$  und  $+\theta$  vorgesehen. Sie müssen mit Ausgängen von Rechenverstärkern verbunden werden. Die Ausgangsbuchsen  $-x_1$ ,  $-x_2$ ,  $+y_1$  und  $-y_2$  sind wieder mit Summenpunkten von Rechenverstärkern zu verbinden (Rückführwiderstand  $20\text{ k}\Omega$ ). Zur Kennzeichnung haben diese Buchsen deshalb einen weißen Querstrich.

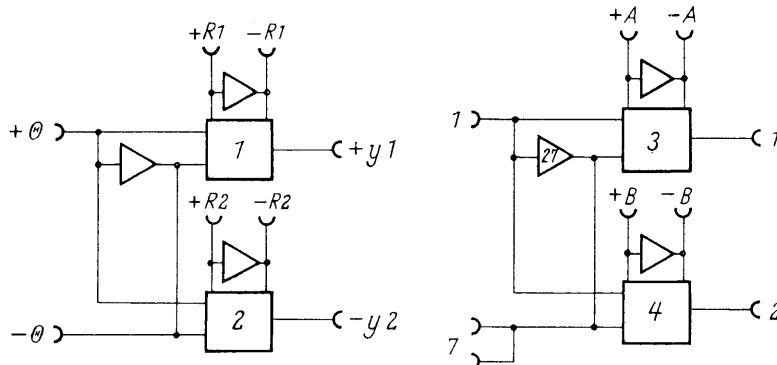


Bild 5:  
Prinzipschaltung der vier Multiplizierer im Elektronischen Resolver (die Beschriftung der Ein- und Ausgänge entspricht der Programmierfeldbeschriftung)



### 2.3 Freie Multiplizierer

Die für die Koordinatenwandlung notwendigen vier Multiplizier-Netzwerke können gemeinsam mit sechs zugehörigen Umkehrverstärkern für die Vorzeichenumkehr herausgeführt werden, so daß sie frei zur Verfügung stehen. Hierzu wird die Taste  $M, \triangleright$  gedrückt. Bild 5 zeigt die Prinzipschaltung. Die Ausgänge der Multiplizier-Netzwerke sind mit Summenpunkten von Rechenverstärkern zu verbinden.

### 2.4 Freie Umkehrverstärker

Wird an der Frontplatte die Taste  $\triangleright$  gedrückt, so sind die sechs Verstärker des Einschubs als freie Umkehrverstärker zugänglich. Im Programmierfeld sind hierfür zwischen den Eingangs- und Ausgangsbuchsen Verstärkerzeichen angebracht. Die anwählbaren Verstärker (27, 28, 77 und 78) sind besonders gekennzeichnet. Alle Übersteuerungsanzeigelampen dieser Verstärker sind gleichzeitig als Anwahltasten dieser Verstärker ausgebildet.

### 2.5 Zusatzbuchsenfeld

Für den separaten Einsatz neben dem Tischanalogrechner RAT 740 ist an der Frontplatte ein eigenes kleines Buchsenfeld vorhanden, da am Programmierfeld des RAT 740 der Platz für Koordinatenwandler-Eingänge nicht vorgesehen ist (Bild 1). Dieses ist durch die Farbe der Buchsen und durch Gravur so dem Programmierfeld des RAT 740 angeglichen, daß seine Bedeutung leicht verständlich ist. Außer den Ein- und Ausgängen, die auch zum Analog-Programmierfeld des RA 800 HYBRID geführt werden können, sind noch die Ein- und Ausgänge von vier weiteren Verstärkern vorhanden. Sie sind neben den Summenpunktausgängen der Multiplizier-Netzwerke angeordnet, so daß sie sich bequem als Ausgangsverstärker programmieren lassen. Wird der Einschub im RA 800 HYBRID eingesetzt, so bleiben die Plätze für diese Verstärker frei. Das zusätzliche Buchsenfeld wird durch eine Blende abgedeckt.

## 3. Einschub „Nichtlineare Netzwerke NN 800“

Um im RA 800 HYBRID neben den genauen Modulations-Multiplizierern in eigenen Einschüben auch breitbandige Multiplizierer zur Verfügung zu haben, wurde der Einschub „Nichtlineare Netzwerke“ entwickelt, der bis zu acht Parabel-Multiplizierer enthalten kann (Bild 6). Die Bandbreite dieses Multiplizierers (3 dB-Abfall) liegt bei Nachschaltung des neuen, breitbandigen Rechenverstärkers im RA 800 HYBRID bei etwa 220 kHz. Gleichzeitig wird mit diesem Einschub die Möglichkeit geschaffen, andere feste Funktionen einer Variablen zu erzeugen. Die Wahl dieser Funktionen erfolgt durch Einfügen entsprechender Steckeinheiten [1]. Zusätzlich befinden sich im Einschub NN 800 acht Umkehrverstärker, die entweder für die eingesetzten Funktionen oder als freie Inverter zu verwenden sind.

### 3.1 Bestückungsmöglichkeiten

Davon ausgehend, daß das Netzwerk für den Parabelmultiplizierer auf vier Steckeinheiten untergebracht ist (auf jeder Steckeinheit ein Parabelast), wurde ein Verdrahtungssystem entwickelt, das an den acht vorhandenen Funktionsplätzen folgende Bestückungsmöglichkeiten bietet:

- Ein Parabelmultiplizierer auf vier Steckeinheiten, oder zwei Sinus- oder Cosinus-Funktionen auf je zwei Steckeinheiten, oder
- zwei Logarithmusfunktionen auf einer Steckeinheit, oder
- ein beliebig einstellbarer Funktionsgeber auf vier Steckeinheiten.

Für die Funktionsgeber-Steckeinheiten stehen folgende Variationen zur Verfügung:

VAR 1 mit Netzwerk zur Ordinatenverschiebung zwischen  $+10\text{ V}$  und  $-10\text{ V}$  und Bildung eines Polygonzuges, bestehend aus fünf Strecken mit einstellbarer Steigung, davon vier Strecken mit verschiebbarem Knickpunkt, und zwar:

- VAR 1 A: positive Steigungen für positive Eingangsspannung,
- VAR 1 B: negative Steigungen für positive Eingangsspannungen,
- VAR 1 C: positive Steigungen für negative Eingangsspannung und
- VAR 1 D: negative Steigungen für negative Eingangsspannung.

VAR 2 zur Bildung eines Polygonzuges, bestehend aus sechs Strecken mit verschiebbaren Knickpunkten. Unterteilung A, B, C und D für verschiedene Steigungen und Polaritäten wie bei VAR 1.

Jede dieser Steckeinheiten läßt sich an jedem Platz im Einschub einsetzen. Die Ströme verschiedener Netzwerke können in einem Ausgangsverstärker aufsummiert werden, so daß eine Funktion über Kombinationen

obengenannter Steckeinheiten durch beliebig viele Strecken nachgebildet werden kann. Da nicht nur die Steigungen der einzelnen Approximationsgeraden, sondern auch ihre Einsatzpunkte (Knickstellen) variabel sind, erreicht man eine optimale Approximation der nachzubildenden Funktionen.

### 3.2 Einsatz im RA 800 HYBRID

Bild 6 zeigt den Einschub „Nichtlineare Netzwerke“ zur Verwendung im RA 800 HYBRID. An der Frontplatte dieses Einschubes befinden sich die Übersteuerungsanzeigelampen und Nullpotentiometer der acht Umkehrverstärker. Der Einschub kann an fast jedem Platz im RA 800 HYBRID eingesetzt werden. Je ein Kabel verbindet die Ein- und Ausgänge der Verstärker und Netzwerke mit den Buchsen in einem der Felder 0, 1, 3, 4, 5, 6, 8 oder 9, die auf dem Analog-Programmierfeld für Servo-Multiplizierer vorgesehen sind.

In jedem Feld sind dreizehn Buchsen

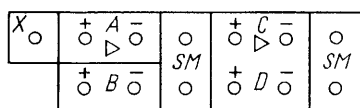


Bild 7: Anschlußfeld für Parabel-Multiplizierer und Funktionsnetzwerke

entsprechend Bild 7 angeordnet. Zwischen den Buchsen + A und - A und den Buchsen + C und - C sind zwei Umkehrverstärker frei zugänglich. Verbindet man die Buchse x mit einer Massebuchse, so werden die beiden Verstärker dieses Feldes an das jeweilige Netzwerk geschaltet.

An den Buchsen SM liegt der Ausgang des Netzwerkes. Er muß mit dem Summenpunkteingang eines Rechenverstärkers verbunden werden, der einen Rückführwiderstand von 20 k $\Omega$  hat, was durch Verbinden einer Ausgangsbuchse mit einer Eingangsbuchse mit der Wertigkeit 10 leicht erfüllt werden kann. Als Ausgangsverstärker wird zweckmäßigerweise ein frei verfügbarer Verstärker benutzt, da dieser im RA 800 HYBRID direkt anwählbar ist und seine Adresse und Ausgangsspannung ausgedruckt werden können.

### 3.3 Einsatz im RA 800 HYBRID und RAT 740

Der Wunsch, einen Einschub „Nichtlineare Netzwerke“ in Verbindung mit dem RAT 740 einzusetzen, hat zum Einschub NN 740/800 geführt (Bild 8). Der innere Aufbau des Einschubes ist unverändert geblieben, so daß er auch im RA 800 HYBRID verwendet werden kann.

Zusätzlich befinden sich an den Frontplatten der Montageeinheiten Buchsen, die den Ein- und Ausgängen der Netzwerke und Verstärker zugeordnet sind. Von weiteren Buchsen führen einige Querverbindungsleitungen über das Steuerkabel zum Programmierfeld des RAT 740. Die Übersteuerungsanzeigelampen sind gleichzeitig Drucktasten, die eine Anwahl der jeweiligen Verstärkerausgänge ermöglichen. Die zusätzlichen Buchsenfelder werden bei Einsatz des Einschubes im RA 800 HYBRID durch eine Blende abgedeckt.

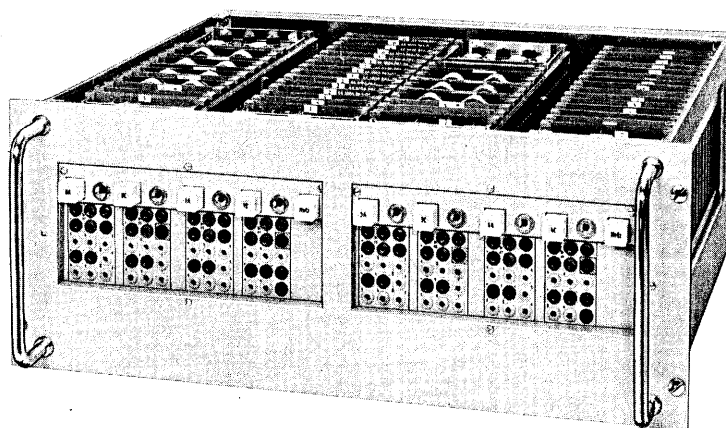


Bild 8: Einschub Nichtlineare Netzwerke NN 740/800

### Literatur

- [1] A. Kley und E. Heim: Funktionsgeber und Multiplizierer mit Halbleiterdioden. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 52...59.  
 [2] A. Kley und E. Heim: Ein elektronischer Koordinatenwandler. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 60...65

# Die Tischanalogrechner RA 741 und RAT 700

Von R. Schwarz

Bei der Entwicklung des Tischanalogrechners RA 741 wurde den Forderungen aller Interessenten Rechnung getragen, die ein möglichst genaues, komfortables und flexibles Rechnersystem benötigen zu einem Preis, der erheblich unter dem einer großen Präzisionsanlage liegt.

Der Tischanalogrechner RA 741 (Bild 1) enthält entsprechend diesen Grundsätzen maximal 23 Rechenverstärker (davon acht umschaltbare Summierer/Integrierer, elf Summierer und vier Umkehrer), zwei Komparatoren, zwei variable Diodenfunktionsgeber mit je 20 Strecken, vier genaue Parabelmultiplizierer oder wahlweise stattdessen andere nichtlineare Funktionen, 19 Koeffizientenpotentiometer und ein auch zur Koeffizienteneinstellung verwendbares Funktionsgeber-Einstellgerät. Von besonderem Vorteil für den Anwender sind zusätzliche Funktionsplätze, auf denen wahlweise Multiplizierer, feste Funktionen, wie Sinus, Cosinus, Logarithmus, oder veränderbare Funktionen durch einfaches Einstecken von Funktionskarten zur Verfügung stehen, wobei die Anschlüsse auch auf dem auswechselbaren Programmierfeld zugänglich sind. Weitere hier einsetzbare Kartentypen erlauben die Ergänzung durch Speicher für das iterative Rechnen, durch zusätzliche Komparatoren oder spezielle Übertragungsfunktionen.

Die Genauigkeit der Rechenkomponenten liegt zwischen 0,02 und 0,05%. Bei den Rechenelementen wurde auf hohe Temperaturkonstanz, geringes Rauschen und geringe Drift Wert gelegt. Den hohen Genauigkeitsanforderungen und der Flexibilität des Einsatzes von Rechenelementen ist auch der Bedienungskomfort angepaßt. So ermöglicht der Rechner die Anwahl aller Rechenelemente bei gleichzeitiger automatischer Aufschaltung auf einen Spannungsmesser, eine Kompensationsmeßeinrichtung und die Anschlußbuchsen für ein Digitalvoltmeter, ferner die Tastenwahl aller Rechenzustände einschließlich des Rechnens mit Halt sowie von Prüfstellungen wie Nullen und Statisches Prüfen. Ein genauer, direkt einstellbarer Zeitgeber gestattet die kontinuierliche Einstellung von Repetierzeiten zwischen 100 ms und 110 s. Weiter ist die Einzelsteuerung von Integrierern sowie über Steuerbuchsen die Ablaufsteuerung für iteratives Rechnen zwischen zwei parallelgeschalteten Geräten (mit je einem Zeitgeber für jeden Rechentakt) möglich. Das auswechselbare Programmierfeld enthält besondere Parallelschaltverbindungen, so daß bei Parallelrechnern Rechenspannungen intern von Feld zu Feld geführt werden können.

Insbesondere die Parallelschaltmöglichkeit beliebig vieler Tischrechner macht den RA 741 zu einem wirtschaftlich einsetzbaren Hilfsmittel des Wissenschaftlers und Ingenieurs. Wachsenden Aufgaben kann eine Anlage durch Hinzusetzen weiterer Einheiten angepaßt werden, wobei die Einzelverwendung jedes Tischrechners erhalten bleibt. Da jeder Rechner durch eine besondere Tasteneinstellung zum ferngesteuerten Gerät gemacht werden kann, sind auch bezüglich des Bedienungskomforts einer zusammengestellten Anlage günstige

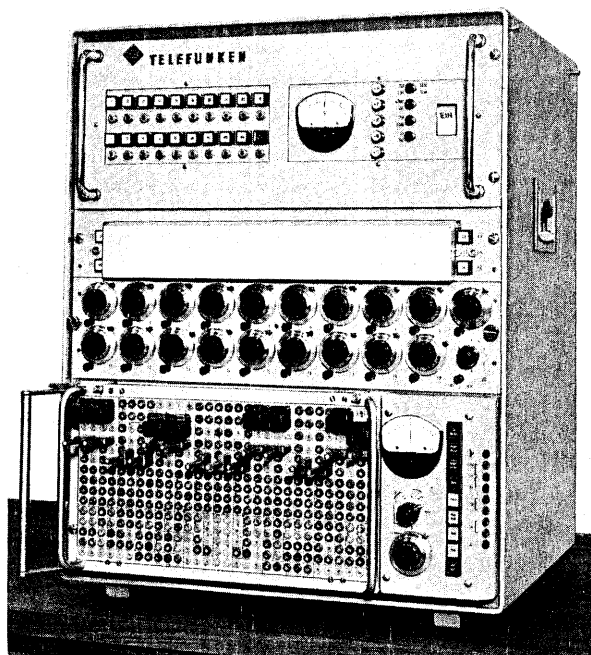


Bild 1: Der Tischanalogrechner RA 741

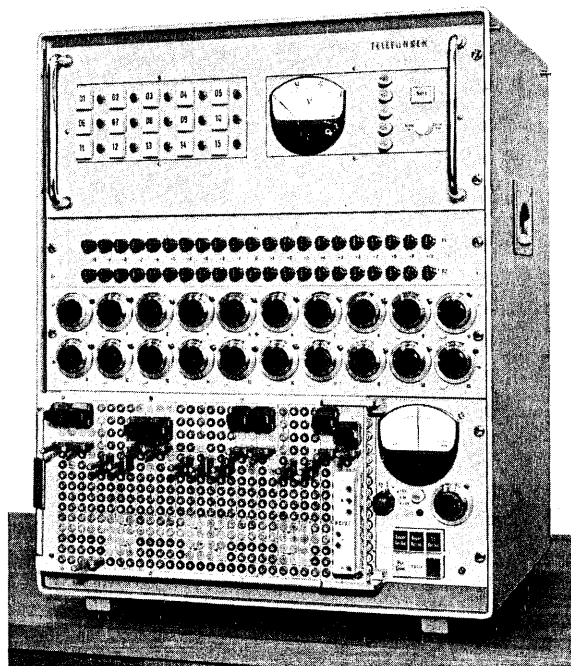


Bild 2: Der Tischanalogrechner RAT 700

Bedingungen gegeben. Der Gesamtablauf der Rechnung ist stets von einem ausgewählten Gerät steuerbar. Durch Hinzunahme einer separaten Steuereinheit mit logischen Elementen verschiedener Typen läßt sich das Anwendungsgebiet auf das hybride Rechnen erweitern. Damit wird der Tischanalogrechner RA 741 zu einem wirtschaftlichen, modernen Rechenbaustein auf allen technisch-wissenschaftlichen Anwendungsgebieten.

Der Tischanalogrechner RAT 700, bereits seit 1959 auf dem Markt und in mehr als 200 Stück verbreitet, ist das ideale Gerät zur Bearbeitung von Aufgaben mittleren Umfangs bei Genauigkeiten, die in der Praxis häufig ausreichen. Die Komponentengenauigkeit beträgt 0.02 — 0.1% bei geringer Temperaturabhängigkeit. Die Qualität seiner Rechenverstärker und der nichtlinearen Elemente sowie der Bedienungskomfort (u. a. auswechselbares Programmierfeld) geben dem RAT 700 insbesondere zur schnellen Erfassung der Problematik eines dynamischen Systems direkt am Arbeitsplatz des Wissenschaftlers und Ingenieurs seinen Wert. Ein weiteres großes Anwendungsgebiet ist sein Einsatz im Unterricht von Studenten und Praktikern, denen der Lehrstoff des Analogrechners nahegebracht und durch praktische Übungen vertieft werden soll.

19 Rechenverstärker, vier Parabelmultiplizierer, zwei variable Funktionsgeber und 20 zehngängige Koeffizientenpotentiometer lassen zusammen mit Komparatorrelais und freien Rechendiodeen ausreichenden Anwendungsspielraum. Durch die Parallelschaltfähigkeit beliebig vieler Anlagen (die Kombination mit dem RA 740 und RA 800 HYBRID ist möglich) sind die Grenzen einer Rechneranlage weit gesteckt. Auswahl eines Rechners zum Steuerrechner und intern durchgeschleifte Querverbindungsleitungen vereinfachen dabei den praktischen Betrieb.

## Hybrider Präzisionsanalogrechner RA 770

Von R. Schwarz

Der hybride Präzisionsanalogrechner RA 770 ist eine wesentliche Erweiterung des Telefunken-Analogrechnerprogramms. Seine Entwicklung fiel zeitlich mit der redaktionellen Bearbeitung des vorliegenden Heftes zusammen und konnte daher in [1] lediglich bei den Tabellen berücksichtigt werden. Die technische und systemmäßige Konzeption des RA 770 beruht auf umfangreichen Untersuchungen über Schwerpunkte der Analogrechneranwendungen unter Berücksichtigung praktischer Anforderungen nach Genauigkeit und wirtschaftlichen Erweiterungsmöglichkeiten. Die Ergebnisse wurden mit den Erfahrungen über den Entwicklungstrend von Präzisionsanalogrechnern verknüpft, die auch in den wissenschaftlichen und technischen Beiträgen dieses Heftes zum Ausdruck kommen. Insbesondere wurde dem Einfluß des Hybridrechnens Rechnung getragen, der sich immer mehr auch auf das Gebiet mittelgroßer Analogrechner ausdehnen wird.

Zwischen der Tischanalogrechnerklasse mit etwa 20 bis 50 Rechenverstärkern und den großen, ausbaufähigen Präzisionsanlagen mit mehr als 100 Rechenverstärkern besteht ein dringender Bedarf nach Anlagen, die in einer Einheit den wirtschaftlichen Ausbau von etwa 30 bis 90 Rechenverstärkern gestatten. In diesen Grenzen liegt erfahrungsgemäß der Umfang des größten Teils aller Problemstellungen, die unter erhöhten Genauigkeitsforderungen in Technik, Wissenschaft und Forschung zu bearbeiten sind. Folgende Gesichtspunkte charakterisieren das Konzept des RA 770:

Die Erweiterung des Rechnerumfangs läßt sich von einer einfachen Grundausstattung beginnend in wirtschaftlich kleinen Schritten vornehmen. Mit der Grundausstattung und allein durch Einsetzen von weiteren Rechenelementen steht eine mit den vorhandenen Problemen wachsende Anlage zur Verfügung, die bereits bei geringem Ausbau alle Vorteile eines Präzisionsrechners bezüglich Genauigkeit und Bedienungskomfort bietet.

Genauigkeit der Rechenelemente und Bedienungskomfort stellen ein wirtschaftliches Optimum dar.

Die Anzahl und Kombination der erforderlichen nichtlinearen Rechenelemente läßt sich an das jeweils vorliegende Rechenproblem anpassen. Damit erhält man ein flexibles Austauschsystem bei bester Raumnutzung.

Der Einsatz digitaler Steuerungselemente ist bereits bei der Grundausstattung möglich, so daß sich die Anlage jederzeit zu einem hybriden Analogrechner erweitern läßt.

Das Steuerungs- und Anwahlsystem, die hohe Rechengeschwindigkeit, die Art der Taktzubereitung usw. genügen allen Anforderungen an den Analogrechner beim Einsatz in einem hybriden Rechnersystem als Partner eines Digitalrechners [2]. Ein Koppelwerk kann über Stecker angeschlossen werden.

Die Verwendung einer Referenzspannung von 10 Volt ermöglicht zusammen mit einem neuartigen konstruktiven Aufbau die erwünschte hohe Bandbreite der Rechenelemente. Der Vorteil geringen Leistungsbedarfs und damit der Wegfall jeglicher Klimatisierung zeichnet den RA 770 wie alle Telefunken-Analogrechner aus, so daß er unter Gewährleistung der vollen angegebenen Genauigkeit an jedem Ort aufstellbar ist. Auf Grund von human-engineering-Studien wurde für die Form des Rechners ein Schreibtischaufbau mit funktioneller Anordnung der Rechen- und Bedienelemente gewählt, der sich organisch in den Rahmen eines modernen wissenschaftlichen Arbeitsplatzes einfügt.

Für die Erweiterung einer Rechenanlage RA 770 über den Umfang eines vollbestückten Schreibtischgestells hinaus sind spezielle Nebenrechner im Entwurf des Rechnersystems vorgesehen. Diese Rechner enthalten nur Rechenelemente und Aufnahmevorrichtungen für auswechselbare Analog-Programmiersfelder, während die gesamte Ablaufsteuerung vom Hauptrechner übernommen wird. Die Nebenrechner sind in Schränken untergebracht, deren Höhe der des RA 770 entspricht. Da sich in ihrem oberen Teil über die ganze Schrankbreite ein Analog-Programmiersfeld gleicher Abmessung und gleicher Aufteilung wie im Hauptrechner befindet und die Schränke an die rechte Seite des Hauptrechners, also neben das Analog-Programmiersfeld, angestellt werden, erhält man bei einer Erweiterung der Anlage eine dicht anschließende Ausdehnung des Analog-Buchsenfeldes, wodurch die funktionsgerechte Programmiermöglichkeit aufrecht erhalten bleibt.

Der Bedienungskomfort des RA 770 sowie die Zusatzeinrichtungen für den Ausbau zum hybriden Analogrechner sind mit denen des RA 800 HYBRID weitgehend kompatibel und gehen teilweise noch über die dort genannten Möglichkeiten hinaus. Da Bediengerät und Digitalzusatz des RA 770 in ihrem konstruktiven Aufbau und Leistungsvermögen vom RA 800 HYBRID übernommen wurden, lassen sich genauere Erläuterungen den speziellen Aufsätzen dieses Heftes entnehmen [3]. Selbstverständlich besitzt auch der RA 770 Servopotentiometer mit Zusatzeinrichtungen zur externen Einstellung durch Lochstreifengeräte, wie sie zum Komfort moderner Präzisionsrechner gehören und im Rahmen der Erweiterung zum hybriden Analogrechner bzw. zum hybriden Rechnersystem unumgänglich nötig werden [4]. Weitere wichtige Merkmale des RA 770 sind:

- Große Bandbreite der Rechenelemente durch 10-Volt-Transistortechnik (beim Rechenverstärker  $> 400$  kHz).
- Ausgezeichnetes Rausch- und Driftverhalten durch Silizium-Planar-Halbleiter.
- Komponentenfehler  $< 0,01\%$ .
- Vier digitale Zeitgeber, einstellbar zwischen 1 ms und 100 s für Rechen- und Pausenzeiten.
- Integrierer-Einzelsteuerung, wahlweise mit Schnellschaltrelais oder elektronischen Schaltern (Feldeffekt-Transistoren).
- Zentrale Umschaltung der Integrationskonstanten (vier Integrierkondensatoren je Integrierer).
- Nachrüstbarer Digitalzusatz mit frei programmierbaren Digitalelementen zum Aufbau von Steuer- und Ein/Ausgabe-Programmen.
- Getrennte Analog- und Digital-Programmiersfelder zur Programmierungserleichterung und wirtschaftlichen Rechnererweiterung.
- Lochstreifeneingabe für Rechenbefehle, Adressierung und Servopotentiometer-Einstellung, Lochstreifenausgabe für Adressen und Rechenwerte.
- Eingebaute Adreß- und Steuerregister sowie Parallelschaltleitungen zu Koppelwerken bzw. Digitalrechnern.
- Anschluß an normalem Lichtnetz.

Der hybride Präzisionsanalogrechner RA 770 ist in seiner Grundausstattung ein Aufbau auf einer Schreibtischfläche. Er kann über einen wahlweise hinzusetzbaren Unterbau durch weitere Rechenelemente ergänzt werden. Im Aufbau befindet sich rechts das Analog-Programmiersfeld. Unmittelbar dahinter sind Magazine mit steckbaren Rechenverstärker- und Schaltfeldkarten. Darunter sind 16 Handpotentiometer sowie Hand-Funktionsschalter angeordnet. Auf der linken Seite ist Platz für zwei Einschübe mit Multiplizierern, Funktionsgebern oder elektronischen Resolvieren bzw. für den Doppelschub „Digitalzusatz“ [3] mit der pulfförmigen Aufnahmevorrichtung für das auswechselbare Digital-Programmiersfeld. Darüber befindet sich ein durch eine Klappe abgedecktes, von vorn für den Programmierer zugängliches Magazin mit 40 frei verfügbaren Kartenplätzen, deren Anschlüsse intern mit dem Analog-Programmiersfeld verbunden sind. Hier lassen sich in einer der jeweiligen Problemstellung angepaßten Verteilung Steckkarten mit weiteren Parabelmultiplizierern, festen und variablen Funktionsgebern einsetzen. An dieses Magazin schließt sich rechts die Anzeigeeinrichtung für die Adressen der Rechenelemente sowie des fünfstelligen Digitalvoltmeters an. Zentral in Rechnermitte befindet sich der Einschub des digitalen Bediengerätes [5] mit den Tastaturen für Anwahl und für die Einstellung der Rechenarten sowie den Drehschaltern der digitalen Zeitgeber, weiterhin die vierstellige Einstelltastatur der Servopotentiometer, eine Einstelleinrichtung für die variablen Funktionsgeber, das zentrale Lampenfeld zur Anzeige sowohl der Übersteuerung aller Rechenverstärker als auch der Schaltzustände der Komparatoren und ein spezieller Zweistrahl-Oszillograph.

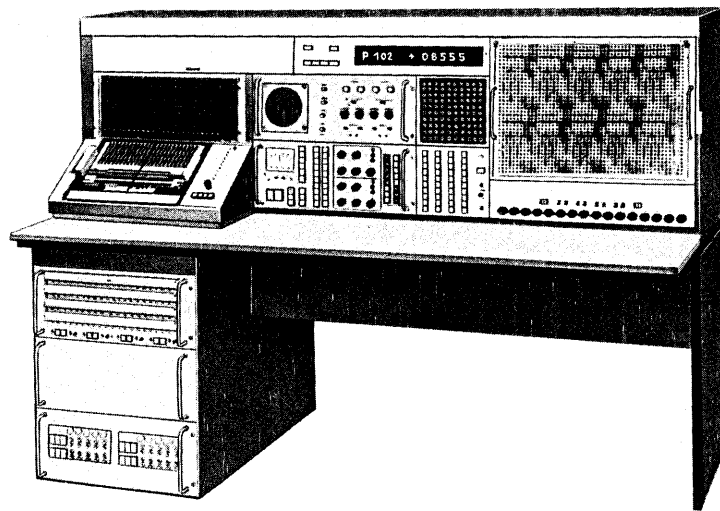
Der Maximalausbau läßt sich insbesondere für die nichtlinearen Elemente wegen der weitgehenden Austauschbarkeit nur schwer angeben. Als reiner Analogrechner, d. h. ohne Digitalzusatz, liegt der Umfang des RA 770 bei etwa folgender Ausstattung:

Rechenverstärker .....	92
davon Integrierer bzw. Speicher .....	30
Summierer .....	30
Umkehrer .....	32
Hand-Koeffizientenpotentiometer .....	16
Servo-Koeffizientenpotentiometer .....	50
Komparatoren .....	10
Digital-Analog-Schalter .....	20
Parabelmultiplizierer .....	26
wahlweise an Stelle jedes Multiplizier-Netzwerkes ein variabler Funktionsgeber oder zwei feste Funktionen	
Variable Funktionsgeber .....	16
wahlweise ist an Stelle von je vier Funktionsgebern ein elektronischer Resolver einsetzbar. Dieser ermöglicht die Koordinationstransformation in beiden Richtungen [5] oder stellt vier Parabelmultiplizierer einschließlich sechs Umkehrverstärker bzw. sechs unabhängige Umkehrverstärker zur Verfügung.	

Im mittleren Einschub des Unterbaus befindet sich bei dieser Recherausstattung eine Schublade, in der in günstiger Arbeitshöhe ein XY-Schreiber ausziehbar untergebracht werden kann.

### Literatur

- [1] W. Giloi, W. Holz und R. Schwarz: Die Telefunken-Analogrechner-Familie. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1. S. 110...111.
- [2] G. Meyer-Brötz, A. Kley, W. Giloi und G. Haußmann: Stand und Entwicklung der Technik der analogen und hybriden Rechner. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 4...16.
- [3] W. Giloi, G. Haußmann, J. Kretschmar, K. Müller und R. Schwarz: Die Steuerung des RA 800 HYBRID. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 115...120.
- [4] W. Giloi und O. Bohner: Servoeinstellung der Koeffizienten-Potentiometer. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 121...122.
- [5] W. Giloi und A. Geiger: Zusatzeinschübe mit nichtlinearen Elementen. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 1, S. 122...126.



Hybrider Präzisionsanalogrechner RA 770

### Weitere Beiträge zur Analogrechentechnik von Mitarbeitern der TELEFUNKEN AG

(Stand 1. September 1965)

*E. Kettel*

Übersicht über die Technik elektronischer Analogrechner. Telefunken-Zeitung 30 (1957) S. 129...136.

*A. Kley*

Die Fehlerwirkung des Operationsverstärkers im Analogrechner. Telefunken-Zeitung 30 (1957) S. 136...141.

*W. Schneider*

Ein Multiplikator nach dem Zwei-Parabel-Verfahren. Telefunken-Zeitung 30 (1957) S. 141...145.

*R. Herschel*

Zum Entwurf von Analogrechenschaltungen für regelungstechnische Probleme. Berichte GAMM-Tagung, 1957.

*R. Herschel*

Principles and application of electronic analogue computers. Progressus 38 (1957) S. 130...131.

*K. Fränzl*

Analogrechner und Simulatoren. In *Riezler-Walcher: Kerntechnik*. Teubner-Verlag, Stuttgart, 1958.

*A. Kley*

Einfluß des Nullpunktfehlers und des Gitterstromes von Gleichstromverstärkern bei der Lösung linearer Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten auf dem elektronischen Analogrechner. *Elektron. Rundschau* 12 (1958) S. 305...307.

*R. Herschel*

Zum Entwurf von Analogrechenschaltungen für regelungstechnische Probleme. Im Beiheft zur Regelungstechnik: Anwendung von Rechenmaschinen bei der Berechnung von Regelvorgängen. (München, 1958) S. 54...66.

*R. Herschel und E. Kettel*

Das Problem der Normierung bei der Anwendung von Analog-Rechenmaschinen zur Behandlung regelungstechnischer Aufgaben. Regelungstechnik 6 (1958) S. 400...405.

*R. Herschel*

Über einige Anwendungen der Analog-Rechenmaschine. MTW-Mitteilungen Wien, 5 (1958) S. 139...152.

*U. Weber*

Ein elektronischer Analogrechner. radio-mentor 24 (1958) S. 824...829.

*R. Herschel und B. Hoehl*

Der elektrische Analogrechner und seine Anwendung. Automatik 4 (1959) S. 97...100 und 5 (1959) S. 140...142, S. 147...148.

*G. Meyer-Brötz*

Über Operationsverstärker mit Transistoren für Gleichspannungs-Analogrechner. Elektron. Rechenanlagen 1 (1959) S. 186...190.

*W. Knauf*

Die Wirkungsweise des Netzverlustrechners. AEG-Mitteilungen 49 (1959) S. 658...662.

*R. Kaiser*

Bildung spezieller nichtlinearer Kennlinien für Analogrechner. Elektron. Rechenanlagen 1 (1959) S. 134...140.

*R. Herschel*

Zweipunkt-Temperaturregelung. Regelungstechn. Praxis 1 (1959) S. 11...13.

*R. Herschel*

Der Einfluß der Ansprechgrenzen und der Totzeit bei der Zweipunkt-Temperaturregelung. Regelungstechn. Praxis 1 (1959) S. 40...43.

*R. Herschel*

Analogrechentechnik und Flugwissenschaft. 35. Stuttgarter Luftfahrtgespräch am 20. März 1959 über „Elektronische Rechenanlagen“ S. 2...17.

*R. Herschel*

Über die Stabilität von Regelungssystemen mit quadratischen Abhängigkeiten im PI-Regler. Regelungstechnik 7 (1959) S. 240...246.

*G. Meyer-Brötz*

Modulatoren zur Umsetzung sehr kleiner Gleichspannungen in Wechselspannungen. Telefunken-Zeitung 32 (1959) S. 189...195.

*E. Kettel*

Die Anwendungsmöglichkeiten der Analogrechentechnik in Meßtechnik und Nachrichtenverarbeitung. Telefunken-Zeitung 33 (1960) S. 164...171.

*G. Meyer-Brötz*

RA 800 — Ein transistorisierter Präzisions-Analogrechner. Telefunken-Zeitung 33 (1960) S. 171...182.

*H. Goldmann und G. Meyer-Brötz*

Transistor-Operationsverstärker mit hoher Verstärkung und kleiner Drift für Gleichspannungs-Analogrechner. Telefunken-Zeitung 33 (1960) S. 182...189.

*A. Kley*

Steuerung, Anwahl und Prüfung beim Präzisions-Analogrechner RA 800. Telefunken-Zeitung 33 (1960) S. 204...210.

*G. Meyer-Brötz*

Operations-Servos in Gleichspannungs-Analogrechnern. Telefunken-Zeitung 33 (1960) S. 198...203.

*W. Schneider*

Ein transistorisierter Time-Division-Multiplikator hoher Genauigkeit. Telefunken-Zeitung 33 (1960) S. 189...197.

*B. Rall*

Ein Digitalvoltmeter hoher Genauigkeit mit Transistoren. Telefunken-Zeitung 33 (1960) S. 51...56.

*A. Walter*

Der volltransistorisierte Tischanalogrechner RAT 700. Telefunken-Zeitung 33 (1960) S. 26...34.

*A. Kley*

Testschaltungen zur Beurteilung von Rechenverstärkern. Elektron. Rundschau 14 (1960) S. 403...404.

*H. Seyferth*

Über die Behandlung partieller Differentialgleichungen auf dem elektronischen Analogrechner. Elektron. Rechenanlagen 2 (1960) S. 85...92.

*R. Herschel*

Die Verwendung der Analogrechentechnik in der Automatisierung. Automatik-Katalog (1960) S. 48...53.

*J. Vocolides*

Über die Behandlung linearer algebraischer Gleichungssysteme mit Analogrechnern. Elektron. Rechenanlagen 2 (1960) S. 136...141.

*W. Giloi*

Über die Einsatzmöglichkeiten des elektronischen Analogrechners in Forschung und Technik. Elektron. Datenverarbeitung 8 (1960) S. 2...10.

*A. Kley und G. Meyer-Brötz*

Analoge Rechenelemente als Abtaster, Speicher und Laufzeitglieder. Elektron. Rechenanlagen 3 (1961) S. 119...122.

*E. Kettel und W. Schneider*

An accurate analog multiplier and divider. Trans. IRE EC-10 (1961) S. 269...272.

*R. Herschel*

Automatische Optimisatoren. Elektron. Rechenanlagen 3 (1961) S. 30...36.

*R. Herschel*

Analogrechenschaltungen für die Entwicklungskoeffizienten nach Orthogonalfunktionen. Elektronische Rechenanlagen 3 (1961) S. 212...217.

*W. Giloi und R. Herschel*

Rechenanleitung für Analogrechner. Telefunken-Fachbuch, Konstanz, 1961.

W. Giloi und G. Schoen

Analogrechner in der Luftfahrtindustrie. Interavia 16 (1961) S. 376...378.

W. Giloi

Analogrechner in der chemischen Industrie. Chemische Industrie 13 (1961) S. 290...294.

W. Giloi

Ein Verfahren zur Berechnung von Optimalfiltern auf dem Analogrechner. Elektron. Rechenanlagen 3 (1961) S. 61...65.

W. Giloi

The analysis and synthesis of systems with random inputs using the analog computer. Proc. 3. Intern. Conf. AICA, Opatija, 1961, S. 250...253.

E. Kettel

Analoge und digitale Darstellung von Nachrichten. Elektrotechn. Z. 83 (1962) S. 887...893.

G. Meyer-Brötz

Anwendungen analoger Rechenelemente in der Tiefstfrequenz-Meßtechnik. Frequenz 16 (1962) S. 9...15.

G. Meyer-Brötz

Analogrechensysteme und Simulatoren. In Steinbuch: Taschenbuch der Nachrichtenverarbeitung, Springer-Verlag, Berlin, 1962.

G. Meyer-Brötz

Die Messung von Kenngrößen stochastischer Prozesse mit dem elektronischen Analogrechner. Elektron. Rechenanlagen 4 (1962) S. 103...108.

W. Giloi

Über die Behandlung elektrischer und mechanischer Netzwerke auf dem Analogrechner. Elektron. Rechenanlagen 4 (1962) S. 27...35.

W. Giloi

Strukturbilder von Automobil-Federungssystemen und ihre Behandlung am Analogrechner. VDI-Zeitschrift 104 (1962) S. 1481...1487.

A. Kley

Der Analogrechner — ein mathematisches Experimentiergerät. VDI-Nachrichten 37 (1962) S. 7.

E. Kettel

Funktionsgruppen von Analogsystemen. In Steinbuch: Taschenbuch der Nachrichtenverarbeitung, Springer-Verlag, Berlin, 1962.

G. Meyer-Brötz und R. Herschel

Zur statistischen Theorie automatischer Optimisatoren. Elektron. Rechenanlagen 5 (1963) S. 121...125.

G. Meyer-Brötz

Grundsaltungen von Gleichspannungsverstärkern in der Meßwertverarbeitung. Elektron. Rundschau 17 (1963) S. 341...344.

G. Meyer-Brötz

RA 800 — Ein transistorisierter Präzisionsanalogrechner. Intern. Jahrbuch der chemischen Industrie. Ausgabe 1963/64, S. 25...34.

W. Giloi

Analogrechner in der chemischen Verfahrenstechnik. Elektrotechn. Z. (A) 84 (1963) S. 44...49.

W. Giloi

Über Stabilitätsschwierigkeiten bei der Lösung gewisser Fälle der Diffusions- und Wärmeleitungsgleichung auf dem Analogrechner. Ann. l'Association internationale pour le Calcul analogique 2 (1963) S. 95...98.

W. Giloi

„Hybrides“ Rechnen — ein neues Konzept. Elektron. Rechenanlagen 5 (1963) S. 262...269.

W. Giloi und R. Lauber

Analogrechnen — Programmierung, Arbeitsweise und Anwendung des elektronischen Analogrechners. Springer-Verlag, Berlin, 1963.

W. Giloi und H. Zehle

Die Berechnung optimierter Marsflugbahnen von Raumsonden mit kleinem Schub mit Hilfe des Analogrechners. Bericht Nr. 28 des Inst. für Flugführung und Luftverkehr, TU-Berlin, 1963.

K. Adler

Die Berechnung der Wellenausbreitung in inhomogenen Medien mit dem Analogrechner. Nachrichtentechn. Z. 16 (1963) S. 539...545.

G. Meyer-Brötz

Bandbreitenvergleich von stark gegenkoppelbaren Operationsverstärkern. Arch. elektr. Übertragung 18 (1964) S. 51...59.

G. Meyer-Brötz

Die Dimensionierung des Frequenzganges von breitbandigen Operationsverstärkern für Gleichspannungsanalogrechner. Elektron. Rechenanlagen 6 (1964) S. 178...183.

W. Giloi

Ein vielseitiges Analogrechnerprogramm. Kerntechnik 6 (1964) S. 77...79.

W. Giloi

Wie genau rechnet ein Analogrechner. Elektron. Rechenanlagen 6 (1964) S. 289...297.

A. Kley

Analogrechner. In H. Frank: Kybernetische Maschinen, Fischer-Verlag, Frankfurt/M., 1964.

W. Giloi

Einsatz hybrider Rechnersysteme für Probleme der chemischen Technik. Dechema-Monographien 53 (1964) S. 127...142.

W. Giloi, K. Adler und H. Zehle

Hybrid computation of optimal spacecraft trajectories. Proc. 4. Intern. Conf. AICA, Brighton (1964).

A. Kley und R. Herschel

The solution of integral equations of the second kind by iterative analog computation. Proc. 4. Intern. Conf. AICA, Brighton (1964).

G. Meyer-Brötz

Zum Einschwingverhalten von stark gegengekoppelten Verstärkern. Archiv elektr. Übertragung 19 (1965) S. 408...410.

G. Meyer-Brötz und A. Kley

Hybride Rechenanlagen. VDI-Nachrichten 19 (1965) Nr. 33, S. 6.



# Abridgments

## The Development State and Trends in Analogue and Hybrid Computer Design

By G. Meyer-Brötz, A. Kley, W. Giloi and G. Haußmann

p. 4

The present spectrum of electronic computer systems (Fig. 1) reveals a smooth transient from strictly analogue to strictly digital computers. Two of the many possibilities of combining analogue and digital techniques (hybrid computers) have achieved great importance: the hybrid analogue computer (Fig. 2), an analogue computer having digital control, and the hybrid computing system comprising complete analogue and digital computers interconnected via analogue-digital or digital-analogue converters (Fig. 3).

The use of hybrid computing methods entails additional requirements for the analogue computer, the most important being a wider bandwidth of the computing elements. Thus servo-controlled computing components must be dispensed with, and the analogue computer must be fitted with purely electronic elements (Fig. 4). The bandwidth of the computing components is influenced in high degree by unavoidable stray capacitances (Fig. 5, eqn. 1, Fig. 6, Fig. 7), thus necessitating compact assembly of computing components with high output currents. At comparable bandwidth this current must be the higher the higher the computing voltages are so that a hundred times higher power is required for a ten times higher reference voltage. Due to the difficulties in heat dissipation caused by the necessary compact design, the use of a 10 V reference voltage constitutes the most reasonable solution. The accuracy problem which is encountered in diode function generators and quarter-square multipliers with low reference voltages can be solved by careful temperature compensation (Fig. 8).

Rapid control of the integrators is an important factor in a hybrid analogue computer (Fig. 9). Significant computing errors may be caused by switching time tolerances of the integrator control switches (Table), a factor which necessitates the use of electronic control switches for many problems. Moreover, when high clock frequencies are employed rapid charge transfer is required for the integration capacitors, thus again entailing operational amplifiers with a high output current and as low a reference voltage as possible.

By expanding the analogue computer to the hybrid analogue computer, its range of applications has been extended to iterative methods, Monte Carlo studies, boundary value problems, optimization problems and many others. In the interests of convenient programming, frequently used control programmes, such as iterative computing or repetitive computing, (Figs. 10 and 11) have been wired-in. These fixed programmes can be started by a button-switch in the computer control unit. Many of the aforementioned problems may thus be solved without additional programming. For the establishment of arbitrary programmes, such as for the solution of optimization problems, additional digital switching circuits, comparators and digital-analogue switches are provided (Fig. 12).

At present, the full range of hybrid computer applications cannot be fully envisaged. A typical application is the simulation of guided missiles (Fig. 14). In a general-purpose hybrid computing system a number of interconnection channels must be provided between the analogue and digital computers (Fig. 13) in addition to the analogue-digital and digital-analogue channels. Using these additional channels the digital computer can interrogate the operational state of the analogue computer set its potentiometer and actuate its read out system. With the aid of the digital computer the operation of the analogue computer can be made automatic to a great extent.

## A Wideband Operational Amplifier incorporating Silicon Transistors

By G. Meyer-Brötz and E. Heim

p. 16

The properties of the operational amplifier determine not only the static and dynamic accuracy of the linear computing operations (Fig. 1) but they are also significant for numerous non-linear computing operations (Fig. 2).

At high frequencies the frequency response of the voltage gain  $V_u$  of the operational amplifier is determined by the stabilisation required to prevent self-excitation. The loop gain  $K \cdot V_u$  determines the stability. The frequency response of the negative feedback factor  $K$  is given primarily by the external circuitry, the capacitive load of the amplifier with  $C_e$  at the input and  $C_a$  at the output (Fig. 4). When the amplifier is set up as an integrator an inductance virtually exists for high frequencies in the feedback line (Fig. 5), the inductance forming a resonant circuit in conjunction with the input capacitance. These unfavourable cases caused by the external circuit give rise to the frequency response of the voltage gain of the operational amplifier shown in Fig. 6. This frequency response may be obtained by means of the basic circuit Fig. 8. The materialisation of this basic circuit by means of a three-stage transistor amplifier is shown in Fig. 9. By combining the frequency responses of the various stages (Figs. 10 to 13) the frequency response of the entire amplifier (Fig. 14) is obtained, which is stable even with a capacitive load of 10 nF at the input and 20 nF at the output (Fig. 15).

By supplementing the main amplifier by means of a chopper-stabilised auxiliary amplifier (Figs. 16 and 17) the gain of the operational amplifier is increased at low frequencies and the drift is reduced. The overall gain is now described by the relatively complicated equation eq. (8). In Figs. 18 to 21 the connection is shown between the design of the voltage amplifier and the individual terms of eq. (8) so that finally we obtain the amount and phase of voltage gain (Fig. 22) of the operational amplifier which is composed of main and auxiliary amplifiers and whose transistor circuit is shown in Fig. 23.

In the following part of the paper some measured data of the inverter are considered, where  $R_i = R_o$  (Fig. 3). Fig. 24 shows the relative amplitude error  $\Delta$  and phase error  $\Delta \varphi$ , Fig. 25 the frequency response of the inverter, Fig. 26 the transients with various feedback resistors and capacitive loads, Fig. 27 amplifier output noise, Fig. 28 the voltage at the auxiliary amplifier output, Fig. 29 the decay time following an overdrive, which is less than 140 msec.

The drift, a significant feature of all DC voltage amplifiers, can be described by a drift voltage  $e$  and a drift current  $i$  across the amplifier input (Fig. 30). The drift voltage is reduced by the auxiliary amplifier (Fig. 31). The drift influences are discussed by reference to Figs. 32 and 33 as well as equations (19 and 20). By suitable ratings an extremely small drift is obtained whose order of magnitude is  $0.1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  (Fig. 34). The influence of battery voltage fluctuations is just as slight (cf. table).

The theory and numerous measurements indicate that the transistor amplifier is on a par with earlier tube amplifiers as regards drift and noise but that it is superior in respect of bandwidth. The amplifier bandwidth is limited mainly by the dynamic errors of the computing resistors, the connection lines between amplifier and computing elements and the resultant capacitive load at input and output, and by the transistor cut-off frequency in much less degree.

### Electronic Switches for Integrator Control

By A. Kley, E. Heim, K. Müller and P. Nieß

p. 33

The control systems of modern analogue computers render possible extremely high repetitive and interactive clock frequencies in the msec range. This feature is useful only if the computer contains wideband computing elements and high-speed integrator control switches. For many purposes extremely high-speed relays cannot be used for integrator control (Fig. 1) and must be replaced by electronic switches. It is shown that transistor and diode switches cannot be used with grounded drive (Fig. 3, eq. (3)) when stringent requirements must be satisfied in respect of zero point error. Good results are obtained with floating transistor switches (Figs. 4, 5, eq. (4) and (6)) but the circuit is very complex. When modern field effect transistors (Figs. 6 and 10) are used reasonable error rates (eq. (10)) are obtained with minimum complexity.

The influence of switch errors on integrator behaviour is investigated. Residual voltage and cut-off current of the switches give rise to zero point errors (Fig. 8: eq. (11), (12) and (13)), and the forward resistances to static computing errors (Fig. 9: eq. (14)). Due to capacitances and cut-off inertia of the semiconductor devices short-time error currents are produced during switching, which give rise to voltage jumps across the integrator output (eq. (15)) but which can be compensated to a great extent.

In an actual circuit (Fig. 10) the following errors were measured when a relatively small integration capacitor rated 50 nF was used: initial value error  $F_A < 50 \mu\text{V}$ : drift error on computing  $F_D < 10 \text{ mV/s}$ : drift error on holding  $F_H < 10 \text{ mV/s}$ : voltage jumps on switching  $< 200 \mu\text{V}$ . The transient times of the switches are  $0.8 \mu\text{s}$  for switching on and  $0.2 \mu\text{s}$  for switching off and are thus negligibly small in comparison to the transient times of operational amplifiers.

### On Estimating Errors in Diode Function Generators

By W. Schneider

p. 39

The paper deals with a theory which permits describing in a simple manner the error values in a diode function generator. The results are presented as a direct relationship of the function  $f(x)$  to be approximated (Fig. 1) or of a branch of a curve  $F(z)$  to be approximated (Fig. 4) so that there is no need to describe the polygons or even the design of the networks. The theory is an approximation of the assumption, which invariably applies in practice, that the maximum basic error  $2\varepsilon$  (Fig. 1) is small compared with one.

In section 1 the relationship is derived, under the assumption of ideal diodes and resistors, between the maximum basic error  $2\varepsilon$  (Fig. 1) and the number of segments  $n$  (eq. (23)) and factor  $A$  (eq. (24)), and indicated in a table for some elementary functions.

In sections 3 to 6 the errors are ascertained which are caused by changing the "knee" and slope of the various diode bend characteristics. Without limiting the generality the investigations are performed on a branch of a curve  $F(z)$  in accordance with Fig. 4, from which the approximating function  $f(x)$  is composed in accordance with Fig. 3 and eq. (38). The error caused by changes of the knee and slope of the diode bend characteristics follows after development in an exponential series in  $V\varepsilon$  and after application of Euler's sum rule (eq. (53)) as an elementary integral which can be easily solved. If the diode bend characteristic  $G_k(z - z_k)$  (Fig. 4) has the absolute knee error  $\alpha(z_k)$  and the relative slope error  $\gamma(z_{bk})$  (eq. (45)), an error results of  $\Delta\delta_F$  (Fig. 4) from the form of eq. (54) with  $\zeta \equiv z_k$ . The error behaviour of a diode function generator follows in simple manner from the fundamental eq. (54).

In section 4 the temperature error, referred to a temperature fluctuation  $\Delta T$  is calculated for a network in accordance with Fig. 5 (eq. (59)) if the resistors have a temperature coefficient  $\varrho$  and the residual diode voltage changes by  $\Delta U_a$  per  $\Delta T$ . The same calculation is performed for the networks in accordance with Figs. 8 and 10, in which errors caused by temperature fluctuations are compensated by  $m$  and  $s$  diodes in the bias line (eq. (67)) and (71)), and for the circuit in accordance with Fig. 8 the optimum number of compensation diodes (eq. (68)) is ascertained which minimise the mean quadratic error. Moreover, in section 6 the error is derived which causes a change  $\Delta E$  of the reference voltage  $E$ .

The results obtained theoretically are checked by means of error curves (Figs. 6 and 9) obtained experimentally on a parabola branch  $F(z) = z^2$  and in wider scope in [4] of the list of references.

### Function Generators and Multipliers using Semiconductor Diodes

By A. Kley and E. Heim

p. 52

Using resistor-diode networks non-linear computing elements may be designed whose bandwidth is virtually given by the operational amplifiers. The desired functions are approximated by a polygon (Fig. 1a) which is formed by a sum of separate sharply bent characteristics (Fig. 1b), (eq. (1) and (2)). These characteristics are generated by biased diodes

(Fig. 2, eq. (3)), whose short-circuit currents are added in an operational amplifier (Fig. 3). In fixed function generators and quarter-square multipliers (Fig. 5) the reference voltage  $E$  is used as bias for the diodes, the "knee" and slope of the various characteristics are adjusted by the resistors  $R$  and  $R_V$  in Fig. 2. In adjustable function generators, a different bias must be applied to each separate diode element (Fig. 6) due to the necessary temperature compensation. The slope is adjusted by a potentiometer as current divider. Due to the dependence on temperature of the diodes (eq. (11)) and resistors (eq. (12)) the approximation error (eq. (10)) is highly dependent on temperature so that for high accuracy special measures must be introduced to improve the temperature response. The temperature response is improved in fixed function generators and quarter-square multipliers by means of compensation diodes in the common bias line (Fig. 7). The temperature error is then dependent on the number  $m$  or  $s$  of the compensation diodes (eq. (14) and (15)) which may be selected optimally for a given function. For the functions  $f(x) = x^2$ ,  $\sin(\pi/2 x)$ ,  $\cos(\pi/2 x)$ ,  $\sin(\pi x)$  and  $\cos(\pi x)$   $m_{opt}$  and  $s_{opt}$  are ascertained (Figs. 8 to 12). It is found that good agreement results with the measured temperature errors (Figs. 14 to 18) which may be measured with an assembly in accordance with Fig. 13.

### An Electronic Coordinate Transformer

By A. Kley and E. Heim

p. 60

As a rule polar coordinates are transformed into cartesian coordinates by means of servo-transformers in DC analogue computers (Figs. 1 c and 2 c). However, the bandwidth of such servo-transformers is much too narrow for many problems. Since extremely precise and temperature-stable sine-cosine function generators and quarter-square multipliers may be materialised with diode networks, it is possible to design wideband and accurate coordinate transformers in accordance with the transformation equations eq. (1) and eq. (3) (Figs. 1 b and 2 b). In view of the accuracy and complexity it is advisable to generate the sine and cosine functions with inverse sine function generators in the feedback line of an operational amplifier and with appropriate preemphasis networks (Figs. 3, 4 and 5). The temperature-compensated diode network for the generation of the inverse sine is shown in Fig. 6 and the approximation errors are indicated in Figs. 7 and 8.

The stability problem arising in the transformation of cartesian coordinates into polar coordinates is dealt with (Fig. 9) and an automatic readjustment circuit is described which automatically resets the stable operating point following overdrive.

An error estimate (eq. (4), (5), (6) and (7)) reveals that the accuracy of this electronic coordinate transformer is comparable to the accuracy of extremely precise servo-transformers.

### Design and Application of the Hybrid Analogue Computer

By W. Giloi, A. Kley, R. Herschel, G. Haußmann and P. Wiesenthal

p. 66

Hybrid computer systems consist of a digital computer, one or several analogue computers and a coupling system to match the quantities presented differently in the two computer types (Fig. 1). A hybrid computer system for the widest possible general-purpose application allows the input of analogue quantities in the storage of the digital computer (Fig. 2), the output of quantities from the storage as analogue values to the analogue computer (Fig. 3) and the interchange of digital data between the analogue and digital computers. The actual computing operations of the hybrid computer system are performed via the analogue input/output. The digital input/output is used to control the analogue computer, to ascertain the operating state and to control the various integrators, comparators, switches or any digital expansion box of the analogue computer. By means of these facilities the digital computer can also undertake in conjunction with the coupling system the functions of a digital input/output system for the analogue computer. Interchanging data between analogue and digital computers is rendered possible in elegant manner by facilities for interrupting the storage and the programme.

The basic programme arrangement is shown in Fig. 4. Since input data cannot be processed until they have been read into the storage, a delay loop follows each input command and is not left with the aid of the "programme interrupt" signal until the data have been transferred.

When the digital computer is employed as a function storage the programme processing must be synchronised with the timing in the analogue computer. This is effected by synchronisation of data input with an external, adjustable clock frequency generator whose clock frequency is derived from the time base frequency of the analogue computer.

### Hybrid Computing Systems

By W. Giloi

p. 82

In the present paper the organisation and programming of hybrid computing systems are dealt with in detail to derive hard and fast rules for the design and application of such systems. Since the most useful computer organisation form also constitutes a function of the problem concerned, the fields of application of hybrid computing systems are classified first of all with reference to the mathematical problem and the resultant method of operation. It was found useful to differentiate between class A (alternating operation of the two computers) and class S (simultaneous operation) (Table 1). Regarding the errors caused specifically by interconnecting two types of computer featuring such different methods of operation and presentation of results, the case  $S_1$  is most critical in which digital computing operations constitute part of analogue computing programmes as shown schematically in Fig. 2. Apart from the static errors of the digital/analogue and analogue/digital converters which can be kept negligibly small, dynamic errors arise which could be caused by (a) the scanning of analogue signals and the imperfect smoothening of digital signals, (b) the shift in respect of time by one scanning period between the input quantities of the digital computing programme and the associated output quantities and (c) mutual shift in respect of time of individual input and output quantities.

Following a review of the typical features of suitable digital computers the most favourable organisation of the digital computer input/output programme is discussed. It is shown that when definite requirements are satisfied in respect of hardware, the automatic input and output of data blocks in accordance with Fig. 6 can be organised in such a manner that the operation speed of the digital computer can be used optimally and the time for a computing step minimised. At the same time hard and fast rules result for the choice of suitable digital computers for hybrid computing systems.

Much attention is devoted to the analysis of errors caused by scanning and the imperfect smoothening by holding circuits of zero or first degree (cf. Fig. 3) as well as to the error caused by time shift between one set of input quantities and the associated set of output quantities in digital computation (shown schematically in Fig. 4). Methods are investigated of reducing these errors by programmed digital filters. The investigation leads to the theory of an optimum error compensation whose results are summarised in Table 2. The table shows the considerable reduction of errors which can be achieved by this novel correction method and indicates the filter functions to be programmed.

Finally the equipment specifications are explained in detail, with which a coupling system ought to comply for connecting both computers to a hybrid computing system. The block circuit diagram of such a system is shown in Fig. 5. In the appendix the basic circuit diagram is explained of a novel interpolating digital/analogue converter which can be used as a holding circuit of first degree or for the improved output of digitally generated functions.

### **On Programming Hybrid Computers in ALGOL**

By R. Herschel

p. 100

In a hybrid computing system digital and analogue computers work simultaneously on the solution of a problem. The cooperation can be described by the programme of the digital computer. The manifold flow of data through the coupling elements necessitates relatively complicated programmes in the computer language. In the present paper the problem is investigated whether or not a formal programme language like ALGOL offers the possibility of describing such programmes. The investigation reveals that code procedures are a suitable method for this purpose. For the hybrid computer shown in Fig. 1 nine code procedures are defined which in conjunction with an ALCOR offer facilities to programme hybrid computers of this type in ALGOL. A definite ALGOL programme is demonstrated by means of a practical example.

### **The Telefunken Analogue Computer Family**

By W. Giloi, W. Holz and R. Schwarz

p. 110

The Telefunken analogue computer family is designed to satisfy the purposes and requirements of a wide variety of users. Hence inexpensive computers (10 to 20 amplifiers) are supplied for training and familiarisation courses and for the processing of incomplex problems and measured data which demand only limited accuracy and small computing power: furthermore, medium-scale computers featuring high accuracy, extended computation facilities and more convenient operation (25 to 100 amplifiers) and, finally, large-scale precision computer systems (100 amplifiers and more) which provide all the facilities of modern analogue and hybrid computing techniques. The most sophisticated computer system is a type designed for complex problems such as the optimization of technical problems, simulation under real-time conditions, statistics and processing extensive systems of differential equations with the highest possible accuracy.

In the diagram, the price of this computer family is plotted as a function of the number of furnished amplifiers, which range from a very few to more than 100, while the number of fully-equipped table-top computers (1, 2, 3) has been entered as parameter. Tables 1 and 2 summarise the convenience of operation, accuracy and other significant features.

### **The Precision Analogue Computer RA 800 HYBRID**

By W. Giloi, G. Haußmann and R. Schwarz

p. 112

The characteristics and capabilities of the Telefunken Precision Analogue Computer RA 800 Hybrid are described, particular attention being paid to the following:

The proven packaging techniques of the RA 800 have been retained in the RA 800 Hybrid (drawers with plug-in boards provide flexible computing power, interchangeable patch panels ease programming). The proven 10 Volt technology, which yields large bandwidth and high long time stability has been retained too. While the digital voltmeter, the time-division multiplier, the servo resolver, and the precision computing devices (error  $< 10^{-4}$ ) have also been carried over from the RA 800, the following units have been developed for the RA 800 Hybrid:

- a wideband amplifier in silicon planar technology
- high speed comparators
- electronic mode control
- a third integration capacitor
- a quarter-square multiplier with a product error  $< 5 \times 10^{-4}$
- servo potentiometer having low resistance and rapid setting
- a control unit with digital read out system, digital clock frequency setting and several fixed control programmes
- digital expansion unit with parallel logic for changing normal computing programmes.

The figure shows a front view of RA 800 Hybrid. In the table, the modules of a fully equipped computer are listed.

## Control of the RA 800 HYBRID

By W. Giloi, G. Haußmann, J. Kretzschmar, K. Müller and R. Schwarz

p. 115

The computing process in the RA 800 HYBRID is controlled by two control units operating in combination with each other, each of which is designed for specific purposes: digital control unit (Fig. 1) and digital box (Fig. 2). The control unit is used for the execution of normal analogue computing programmes, including automatic iterative computing. The digital box broadens the applications in the hybrid computing field.

The digital control unit incorporates a central clock frequency generator (100 kc/s oscillator, accuracy  $< 10^{-5}$ ), which controls six digital timing generators, four of which are adjustable by two decimals between 1 msec and 100 secs by controls mounted on the front panel of the control unit (Fig. 3). The output pulses of the clock generator control the processing of the selectable fixed programmes and are fed, in addition, to the digital programming panel of the digital parallel box to clock the logic circuits programmed there. The read out system is designed in such a manner that it can operate several separate computers at once when they are connected in parallel.

The digital box provides a section which holds various types of logic boards, and the mounting console for the interchangeable programming panel. It allows more flexible control programming on the basis of logical decisions which can influence processing in the analogue section similar to integrators: by means of the digital box they pave the way to completely new analogue computer applications. A punched tape input/output for instructions and data supplements the system towards automation of all computing processes.

The read out facilities (automatic or manual) for 100 potentiometers and 100 other computing components (operational-amplifiers, integrators, multipliers) are described. The mode control and the control of peripheral equipment (printer, recorder, oscilloscope, digital voltmeter) are explained in detail. The paper closes with a description of the digital box and some remarks concerning the programming of special control programmes.

## Servo Setting of the Coefficient Potentiometers

By W. Giloi and O. Bohner

p. 121

Using the servo potentiometer panel (Fig. 1) the computing coefficients may be rapidly and accurately set. The potentiometers are selected either via a button panel on the control unit or via remote control. The predetermined values are set with an accuracy of four decimals by means of a button panel (or externally by punched tape reader for example). They are indicated on a digital voltmeter and may be printed out or punched in tape.

Each set of nine potentiometers is combined on a plug-in board together with an associated drive (Fig. 2). The setting system applied is based on the principle of tracking regulation (Fig. 3). Setting accuracy is  $1 \times 10^{-4}$ , mean setting time 1.5 secs.

## Additional Drawers containing Non-Linear Elements

By W. Giloi and A. Geiger

p. 122

The processing of many problems in an analogue computer calls for a relatively high number of so-called non-linear computing elements (multipliers, function generators, coordinate converters), whose combination varies with the problems to be solved. Frequently, therefore, matching conditions arise which can be mastered only by a flexible system of computing elements with extensive facilities for interchanging or multiple purposes. In the RA 800 HYBRID these requirements are satisfied by inserting new drawers: Function Generator FG 801 (Fig. 1), Electronic Resolver ER 740/800 (Fig. 3) and Non-Linear Networks NN 800 (Fig. 6). They can be inserted at various points in the computer rack and are mutually interchangeable. The networks and operational amplifiers contained in them may be separated from their normal circuit connection and coupled to the analogue patch panel for use as separate computing elements if required. The resultant manifold applications are described.

In Fig. 2 the basic circuit diagram is shown of the diode function generator. The paper describes the slope control and the externally accessible amplifiers as well as the function adjustment and zero point correction in the function generator.

The electronic resolver facilitates the mutual conversion of cartesian and polar coordinates, the generation of four products (quarter square multiplier) and the sign reversal of six computing values. An additional jack panel for the separate operation of the resolver apart from the RAT 740 is worth noting.

In order to allow the insertion of a wideband multiplier in addition to the accurate modulation multiplier in its own drawers, the drawer unit "non-linear networks" was developed which can accommodate up to eight quarter-square multipliers (with a bandwidth of approx. 220 kc/s) and eight inverters. At the same time this drawer provides facilities to generate other fixed predetermined functions of one variable.

## The Table-Top Analogue Computers RA 741 and RAT 700

By R. Schwarz

p. 127

The size and computing facilities are summarised of Table-Top Analogue Computers RA 741 and RAT 700, and also of systems comprising several units. In a system each computer may be operated as a slave unit by setting a special button-switch and the entire processing of the computation may be controlled by the chosen unit.

The Table-Top Analogue Computer RA 741 is shown in Fig. 1, and the Table-Top Analogue Computer RAT 700 in Fig. 2.

The Hybrid Precision Analogue Computer RA 770 extends the family of Telefunken analogue computers. In particular it carries forward the possibility of hybrid computing into the field of medium-scale analogue computers. By virtue of its variable complement the RA 770 incorporates the complexity necessary for the solution of many important problems, which must be processed in engineering and science under more stringent accuracy requirements. Its system concept allows complementation with between 30 and 90 operational amplifiers, whereby even the smallest system provides the full convenience of operation.

The desk style of the computer harmonises organically with modern scientific furnishings, and all computing and control units are arranged consistent with their functions. The technical features and flexible extension facilities of the computer are described.

## Abrégés

### Etat et développement de la technique des calculateurs analogiques et hybrides

Par G. Meyer-Brötz, A. Kley W. Giloi et G. Haussmann

p. 4

Le spectre des installations à calculer électroniques (Fig. 1) montre aujourd'hui un passage presque continu du calculateur purement analogique au calculateur purement digital. Parmi les nombreuses possibilités de l'emploi mixte des méthodes analogiques et digitales (calculateurs hybrides), deux types d'installations à calculer ont gagné une grande importance. Il s'agit du calculateur analogique hybride (Fig. 2), un calculateur analogique à commande digitale, et du système calculateur hybride, c'est-à-dire de l'interconnexion de calculateurs analogiques et digitaux complets au moyen de transformateurs analogiques-digitaux ou digitaux-analogiques (Fig. 3).

L'emploi des méthodes de calcul hybrides pose aux calculateurs analogiques des conditions plus sévères, dont la principale est la grande largeur de bande nécessaire de ses éléments opératoires. De cette manière, des éléments de calcul à servo-commande n'entrent plus en considération et le calculateur analogique ne peut être équipé qu'avec des éléments purement électroniques (Fig. 4). La largeur de bande des éléments opératoires est essentiellement influencée par des capacités de câblage inévitables (Fig. 5, équation (1), Fig. 6, Fig. 7), de sorte qu'une construction compacte des éléments de calcul avec courant élevé de sortie est nécessaire. Ce courant doit, en cas de largeur de bande comparable, être d'autant plus fort que les tensions de calcul sont élevées, de sorte que, pour une tension de référence dix fois plus haute on a besoin d'une puissance cent fois plus grande. L'évacuation de la chaleur causant de grosses difficultés avec la construction compacte exigée, l'emploi d'une tension de référence de 10 volts est la solution la plus raisonnable. Le problème de la précision qui se présente pour les générateurs de fonctions à diodes et les multiplicateurs paraboliques (Fig. 8) peut être résolu par une compensation soignée de la température.

La commande rapide des intégrateurs est particulièrement importante pour un calculateur analogique hybride (Fig. 9). Surtout les dispersions de la durée de commutation possibles avec les commutateurs de commande pour les intégrateurs peuvent causer de graves erreurs de calcul (Tableau), ce qui exige l'emploi de commutateurs de commande électroniques pour beaucoup de problèmes. En outre, en cas d'emploi de cadences de calcul rapides, un changement de charge rapide des condensateurs d'intégration est indispensable, ce qui exige de nouveau des amplificateurs d'opération à fort courant de sortie et une tension de référence aussi basse que possible.

Par le développement du calculateur analogique en calculateur analogique hybride, son champ d'application a été étendu aux procédés d'itération, études Monte-Carlo, solutions d'équations différentielles appliquées à des problèmes de calcul marginaux, problèmes d'optimisation et à beaucoup d'autres études. Dans l'intérêt d'une programmation aisée, il convient de prévoir dans l'appareil de commande du calculateur un câblage fixe pour des programmes de commande fréquemment requis, comme le «calcul itératif» (Fig. 10) et le «calcul à répétition», ainsi que d'effectuer leur sélection par bouton-poussoir. Un grand nombre des problèmes précités peuvent être ainsi résolus sans travail de programmation supplémentaire. Pour la constitution de programmes de commande quelconques, par exemple la solution de problèmes d'optimisation, on dispose de circuits de commande digitaux supplémentaires, de comparateurs et de commutateurs digitaux-analogiques (Fig. 12).

Les possibilités d'emploi de systèmes calculateurs hybrides ne peuvent pas encore être prévues dans toute leur envergure. Comme exemple d'application typique, il convient de mentionner la simulation de corps volants guidés (Fig. 14). Un système calculateur hybride doit comporter, en plus des canaux analogiques-digitaux et digitaux-analogiques, une série d'autres canaux de jonction entre les calculateurs analogiques et digitaux (Fig. 13). Par la voie de ces canaux le calculateur digital peut demander en tout temps l'état de service du calculateur analogique ou de quelques-uns de ses éléments, commander le calculateur analogique, régler ses potentiomètres et actionner son système de sélection. Le service d'un calculateur analogique peut être ainsi automatisé dans une large mesure à l'aide du calculateur digital.

### Un amplificateur d'opération à large bande avec transistors au silicium

Par G. Meyer-Brötz et E. Heim

p. 16

Les caractéristiques techniques de l'amplificateur d'opération sont non seulement responsables de la précision statique et dynamique des opérations de calcul linéaires (Fig. 1), mais aussi essentielles pour un grand nombre d'opérations de calcul non-linéaires (Fig. 2).

Dans l'amplificateur d'opération, la caractéristique de fréquence de l'amplification tension  $V_U$  est déterminée, à des fréquences élevées, par la stabilisation par rapport à l'auto-excitation. C'est l'amplification en boucle  $K \cdot V_U$  qui est responsable de la stabilité. La caractéristique de fréquence du facteur de contre-réaction  $K$  est principalement donnée par les éléments de circuit supplémentaires dans la programmation, la charge capacitive de l'amplificateur avec  $C_e$  à l'entrée et  $C_a$  à la sortie (Fig. 4). En cas d'utilisation de l'amplificateur comme intégrateur se trouve, en pratique, insérée, dans la conduite de retour, pour des fréquences élevées, une inductance qui forme un circuit résonnant avec la capacité d'entrée (Fig. 5). Ces cas défavorables de montage d'éléments de circuit supplémentaires dans la programmation conduisent à la caractéristique de fréquence de l'amplification de tension de l'amplificateur d'opération montrée sur la figure 6. Cette caractéristique de fréquence peut être réalisée par le schéma de principe montré sur la figure 8. La réalisation de ce schéma de principe par un amplificateur transistorisé à trois étages est représentée sur la figure 9. Par assemblage des caractéristiques de fréquence des différents étages (Figs. 10 à 13), on obtient la caractéristique de fréquence de l'ensemble de l'amplificateur (Fig. 14), qui est encore stable à une charge capacitive de 10 nF à l'entrée et de 20 nF à la sortie (Fig. 15).

Lorsque l'on complète l'amplificateur principal par un amplificateur auxiliaire stabilisé par chopper (Fig. 16 et Fig. 17), le gain de l'amplificateur d'opération est augmenté aux fréquences basses et le drift est diminué. L'amplification globale est alors décrite par l'équation (8), relativement compliquée. Les figures 18 à 21 montrent la construction des amplificateurs de tension à partir des différents termes de l'équation (8). On en arrive finalement au montant indiqué sur la figure 22 et à la phase de l'amplification de tension caractérisant l'amplificateur d'opération qui est composé de l'amplificateur principal et de l'amplificateur auxiliaire. Le montage de cet amplificateur d'opération à transistors est montré sur la figure 23.

Dans la section suivante de l'article sont traitées quelques caractéristiques mesurées de l'amplificateur-inverseur, pour lequel  $R_j = R_o$  (Fig. 3). La figure 24 montre l'erreur d'amplitude relative  $\Delta$  et l'erreur de phase  $\Delta \varphi$ , la figure 25 la caractéristique de fréquence de l'amplificateur-inverseur, la figure 26 le phénomène transitoire avec différentes résistances de rappel et charges capacitives. La figure 27 montre le bruit à la sortie de l'amplificateur, la figure 28 la tension à la sortie de l'amplificateur auxiliaire et la figure 29 la durée d'évanouissement après une surmodulation qui est plus courte que 140 ms.

Le drift, une caractéristique essentielle de chaque amplificateur pour tension continue, peut être ramené à une tension de déplacement  $e$  et à un courant de déplacement  $i$  à l'entrée de l'amplificateur (Fig. 30). La tension de déplacement est diminuée par l'amplificateur auxiliaire (Fig. 31). Les influences du drift sont discutées à l'aide des figures 32 et 33 et des équations (19) et (20). Par dimensionnement approprié, on obtient un drift extrêmement petit, de l'ordre de grandeur de  $0,1 \mu V/^\circ C$  (Fig. 34). L'influence de variations des tensions de batterie est petite aussi (voir le tableau).

Les considérations théoriques et les nombreuses mesures effectuées montrent que l'amplificateur transistorisé est, au point de vue drift et bruit, équivalent à l'amplificateur à tubes usuel jusqu'à présent et, au point de vue largeur de bande, même supérieur à celui-ci. La largeur de bande de l'amplificateur n'est limitée, en pratique, que par les erreurs dynamiques des résistances de calcul, les lignes de jonction entre l'amplificateur et les éléments calculatoires ainsi que par la charge capacitive en résultant à l'entrée et à la sortie, et seulement en deuxième lieu par la fréquence limite des transistors.

## Interrupteurs électroniques pour la commande des intégrateurs

Par A. Kley, E. Heim, K. Müller et P. Niess

p. 33

Les systèmes de commande de calculateurs analogiques modernes permettent d'obtenir des cadences de calcul extrêmement rapides, de l'ordre de grandeur de millisecondes. Cela n'est logique que si le calculateur possède des éléments calculatoires à large bande et des interrupteurs de commande rapides pour les intégrateurs. Pour beaucoup d'usages, des relais extrêmement rapides (Fig. 1) ne sont plus utilisables pour la commande des intégrateurs et doivent être remplacés par des interrupteurs électroniques. En cas de conditions rigoureuses posées quant aux erreurs du point zéro, il se manifeste que des interrupteurs à transistors et diodes avec commande mise à la terre (Fig. 3) ne satisfont pas (équation (3)). On obtient de bons résultats avec des interrupteurs à transistors à commande sans mise à la terre (Figs. 4, 5; équations (4) et (6)), mais la dépense est alors très élevée. En cas d'emploi de transistors modernes à effet de champ (Figs. 6 et 10), on obtient avec un minimum de dépense des grandeurs d'erreur bien utilisables (équation (10)).

L'influence exercée par les erreurs provenant des interrupteurs sur le fonctionnement de l'intégrateur est analysée dans l'article. La tension résiduelle et le courant de blocage des interrupteurs conduisent à des déplacements du point zéro (Fig. 8; équations (11), (12) et (13)) et les résistances de passage produisent des erreurs de calcul statiques (Fig. 9; équation (14)). Les capacités et des forces d'inertie du blocage des éléments semi-conducteurs provoquent, à la manœuvre, des courants faussés de courte durée qui causent des sauts de tension à la sortie des intégrateurs (équation (15)), mais peuvent être largement compensés.

Avec utilisation d'un condensateur d'intégration relativement petit (50 nF), les erreurs suivantes ont été mesurées dans un montage de pratique (Fig. 10): Erreurs de valeur initiale  $F_A < 50 \mu V$ , erreur de drift au calcul  $F_D < 10 mV/s$ , erreur de drift à l'arrêt  $F_H < 10 mV/s$ , sauts de tension à la manœuvre  $< 200 \mu V$ . Les temps de transition des interrupteurs sont  $0,8 \mu s$  à la connexion et  $0,2 \mu s$  à la déconnexion, donc si courts qu'ils peuvent être négligés par rapport aux périodes transitoires d'amplificateurs calculateurs.

## L'estimation des erreurs en cas d'emploi de générateurs de fonctions à diodes

Par W. Schneider

p. 39

L'auteur traite une théorie qui permet de décrire de façon simple les grandeurs des erreurs qui intéressent en cas d'emploi d'un générateur de fonctions à diodes. Les résultats sont représentés en dépendance directe de la fonction d'approximation  $f(x)$  (Fig. 1) ou d'une branche de caractéristique à réaliser approximativement  $F(z)$  (Fig. 4), de sorte que l'on n'a pas à s'occuper des polygones ou même de l'exposé des circuits. La théorie est une approximation faite sous l'hypothèse toujours juste que l'erreur maximale de principe  $2 \varepsilon$  (Fig. 1) est petite par rapport à un.

Dans la première section de l'article se trouve dérivée la relation entre l'erreur maximale de principe  $2\varepsilon$  (Fig. 1) et le nombre de segments  $n$  (équation (23)) à la condition qu'il s'agisse de diodes et de résistances idéales. En outre, le facteur  $A$  (équation (24)) est indiqué dans un tableau pour quelques fonctions élémentaires.

Dans les sections 3 à 6 sont déterminées les erreurs dues à des variations des coudes et des pentes des différentes caractéristiques de diode coudées. Des essais ont été effectués, sans limiter la généralité, sur une branche de caractéristique  $F(z)$  selon Fig. 4, dont se compose la fonction d'approximation  $f(x)$  selon figure 3 et équation (38). L'erreur provenant des variations des coudes et montées résulte, après développement dans une série de puissances en  $\sqrt{\varepsilon}$  et application de la formule de somme d'Euler (équation (53)), d'une intégrale élémentaire facile à résoudre. Si la caractéristique coudée de diode  $G_k(z - z_k)$  (Fig. 4) présente l'erreur de coude absolue  $\alpha(z_k)$  et l'erreur de pente relative  $\gamma(z_{bk})$  (équation (45)), on en dérive une erreur  $\Delta\delta F$  (Fig. 4) qui résulte de la forme de l'équation (54), avec  $\zeta \equiv z_k$ . Les erreurs d'un générateur de fonctions à diodes résultent très simplement de l'équation fondamentale (54).

Dans la section 4 de l'article se trouve calculée l'erreur de température, rapportée à une fluctuation de température  $\Delta T$  pour un circuit selon Fig. 5 (équation (59)) lorsque les résistances ont un coefficient de température  $\varrho$  et lorsque la tension résiduelle de diode varie de  $\Delta U_a$  par  $\Delta T$ . Ce calcul est exécuté pour les circuits selon Fig. 8 et Fig. 10, dans lesquels l'erreur de température est compensée par  $m$  ou  $s$  diodes dans l'amenée de tension de polarisation (équations (67) et (71)). Pour le montage selon Fig. 8 est déterminé le nombre optimum des diodes de compensation (équation (68)) qui minimise l'erreur quadratique moyenne. En outre, dans la section 6 est dérivée l'erreur due à une variation  $\Delta E$  de la tension de référence  $E$ .

Les résultats théoriques obtenus sont examinés quant à leur possibilité d'application au moyen de courbes d'erreurs d'une branche parabolique  $F(z) = z^2$  déterminées expérimentalement (Figs. 6 et 9) et, sur une plus large échelle, dans [4] de la notice bibliographique.

### Générateurs de fonctions et multiplicateurs avec diodes semi-conducteurs

Par A. Kley et E. Heim

p. 52

On peut constituer avec des réseaux de diodes de résistance des éléments calculatoires non-linéaires dont la largeur de bande est pratiquement déterminée par l'amplificateur d'opération. Les fonctions désirées sont données approximativement par un tracé polygonal (Fig. 1 a), qui est formé par une somme de caractéristiques coudées individuelles (Fig. 1 b) (équations (1) et (2)). Celles-ci sont produites au moyen de diodes polarisées (Fig. 2, équation (3)), dont les courants de court-circuit sont sommés au moyen d'un amplificateur d'opération (Fig. 3). En cas de générateurs de fonctions et de multiplicateurs paraboliques réglés de manière fixe (Fig. 5), la tension de référence  $E$  sert de tension de polarisation pour les diodes. Dans ce cas, le coude et la pente des caractéristiques individuelles sont réglés au moyen des résistances  $R$  et  $R_v$  de la figure 2. En cas de générateurs de fonctions variables, chaque élément de diode individuel doit, à cause de la nécessité de compensation de température, recevoir une tension de polarisation différente (Fig. 6). La pente est réglée au moyen d'un potentiomètre comme diviseur de courant. L'erreur d'approximation (équation (10)) dépend, à cause de l'influence de la température sur les diodes (équation (11)) et les résistances (équation (12)), très fort de cette température (équation (13)), de sorte que pour obtenir une haute précision il faut prendre des mesures spéciales pour améliorer l'allure de la température. En cas de générateurs de fonctions et de multiplicateurs paraboliques réglés de manière fixe, cela s'effectue au moyen de diodes de compensation insérées dans l'amenée commune de tension de polarisation (Fig. 7). L'erreur de température dépend alors du nombre  $m$  ou  $s$  des diodes de compensation (équations (14) et (15)), qui peut être choisi de manière optimale pour une fonction donnée. Pour les fonctions  $f(x) = x^2$ ,  $\sin(\pi/2 x)$ ,  $\cos(\pi/2 x)$ ,  $\sin(\pi x)$  et  $\cos(\pi x)$  sont respectivement déterminés  $m_{opt}$  et  $s_{opt}$  (Figs. 8 à 12). Il en résulte une bonne concordance avec les erreurs de température mesurées (Figs. 14 à 18), mesurables avec un dispositif de mesure selon figure 13.

### Un transformateur de coordonnées électronique

Par A. Kley et E. Heim

p. 60

Dans les calculateurs analogiques à tension continue, la transformation de coordonnées polaires en coordonnées cartésiennes s'effectue généralement au moyen de servo-transformateurs (Figs. 1 c et 2 c). Toutefois, la bande passante de ces servo-transformateurs est beaucoup trop étroite pour un grand nombre de problèmes. Etant donné que l'on peut réaliser avec des circuits à diodes des générateurs de fonctions sinus-cosinus et aussi des multiplicateurs paraboliques de haute précision et insensibles à la température, il est possible de réaliser des transformateurs de coordonnées à large bande et précis suivant les équations de transformation (1) et (3) (Figs. 1 b et 2 b). Il est alors, au point de vue précision et dépense, utile de produire les fonctions sinus et cosinus au moyen de générateurs de fonction de sinus d'arc dans la ligne de retour d'un amplificateur calculateur et avec des réseaux pré-correcteurs correspondants (Figs. 3, 4 et 5). Le circuit à diodes à compensation de température qui sert à la production du sinus d'arc est montré sur la figure 6. Les erreurs d'approximation sont représentées sur les figures 7 et 8.

Le problème de la stabilité qui se présente dans la transformation de coordonnées cartésiennes en coordonnées polaires est traité (Fig. 9). Un montage de rappel automatique, qui rajuste automatiquement le point de travail stable après une surmodulation, est indiqué.

Une estimation des erreurs (équations (4), (5), (6) et (7)) montre que la précision de ce transformateur de coordonnées électronique est comparable à celle de servo-transformateurs de haute précision.

### Construction et applications du système calculateur hybride

Par W. Giloi, A. Kley, R. Herschel, G. Haußmann et P. Wiesenthal

p. 66

Les systèmes de calculateurs hybrides se composent d'un calculateur digital, d'un ou de plusieurs calculateurs analogiques et d'un système de couplage pour l'adaptation des différentes grandeurs représentées dans les deux types de calculateurs (Fig. 1). Un système calculateur hybride d'application aussi universelle que possible permet l'introduction de valeurs analo-



giques dans la mémoire du calculateur digital (Fig. 2), la transmission de valeurs de la mémoire comme valeurs analogiques au calculateur analogique (Fig. 3) et l'échange d'informations digitales entre le calculateur analogique et le calculateur digital. Les opérations de calcul proprement dites du système de calcul hybride sont exécutées par la voie d'entrée/sortie analogique. L'entrée/sortie digitale sert à la commande du calculateur analogique, l'interrogation de l'état et la commande des différents intégrateurs, comparateurs, commutateurs ou d'un agrégat digital supplémentaire éventuellement présent au calculateur analogique. Avec ces possibilités, le calculateur digital peut, en combinaison avec le système de couplage, remplir aussi les fonctions d'un système d'entrée/sortie digital pour le calculateur analogique. Par suite des possibilités de l'interruption de mémorisation et programmation, l'échange d'informations entre le calculateur analogique et le calculateur digital peut être réalisé de façon élégante.

La figure 4 montre la structure de principe du programme. Etant donné que le traitement des données entrantes ne peut avoir lieu qu'après leur inscription à la mémoire, il résulte, après chaque instruction d'entrée, une boucle d'attente, hors de laquelle un transfert rapide à l'aide du signal «interruption du programme» n'est possible qu'après la transmission des données.

En cas d'emploi du calculateur digital comme mémoire de fonctions, le déroulement du programme doit être synchronisé avec la cadence existant dans le calculateur analogique. Cela s'effectue par synchronisation de l'introduction des données avec un générateur d'impulsions externe, réglable, dont la cadence est dérivée de celle de la base de temps du calculateur analogique.

## Systemes calculateurs hybrides

Par W. Giloi

p. 82

Dans cet article sont exposées des considérations détaillées au sujet de l'organisation et de la programmation de systèmes calculateurs hybrides dont peuvent être dérivées des règles concrètes pour la réalisation et l'utilisation de tels systèmes. Etant donné que le mode d'organisation la plus utile de la machine à calculer est également une fonction des problèmes à résoudre, l'auteur commence son article par une classification des domaines d'application de systèmes calculateurs hybrides au point de vue des questions mathématiques et du mode de travail en résultant. Il se manifeste utile de faire une distinction entre les classes A (fonctionnement alternatif des deux calculateurs) et S (fonctionnement simultané) Tableau 1). En ce qui concerne les erreurs qui sont particulièrement produites par l'accouplement de deux types de calculateurs ayant un mode d'opération si différent et une présentation des valeurs si différente aussi, le cas  $S_1$ , dans lequel des opérations digitales de calcul sont une partie de programmes de calculs analogiques, comme montré par le schéma publié sur la figure 2, est le plus critique. Il s'y produit, en plus des erreurs statiques des convertisseurs digital/analogique et analogique/digital, qui peuvent être maintenues assez petites pour être négligeables, des erreurs dynamiques, qui peuvent être causées (a) par l'exploration des signaux analogiques et l'égalisation complète des signaux digitaux, (b) par le décalage dans le temps égal à la période d'exploration entre les grandeurs d'entrée du programme de calculs digitaux et les grandeurs de sortie associées et (c) par le décalage dans le temps de différentes grandeurs d'entrée et de sortie l'une par rapport à l'autre.

Après une considération des caractéristiques typiques de machines à calculer digitales appropriées, l'auteur démontre l'organisation la plus favorable du programme d'entrée et de sortie de la machine à calculer digitale. Il montre que pour remplir des conditions déterminées «hardware», une introduction et une extraction automatiques de blocs de données selon figure 6 peuvent être organisées de telle façon que la rapidité de calcul de la machine à calculer digitale peut être utilisée de manière optimale et que le temps nécessaire pour exécuter un pas de calcul peut être minimisé. Il en résulte en même temps des règles concrètes permettant le choix de calculateurs digitaux appropriés pour systèmes calculateurs hybrides.

Une large place est consacrée à l'analyse des erreurs produites par l'exploration et par l'égalisation imparfaite par des circuits de maintien d'ordre 0 ou 1 (cf. Fig. 3) ainsi que de l'erreur produite par décalage dans le temps entre un jeu de valeurs d'entrée et le jeu correspondant de valeurs de sortie dans le calcul digital (montré en schéma sur la figure 4). Des possibilités de réduire ces erreurs par emploi de filtres digitaux programmés sont examinées. L'examen en question conduit à la théorie d'une compensation optimale des erreurs dont les résultats sont reproduits dans le tableau 2. Ce tableau montre la réduction importante des erreurs que l'on peut obtenir avec cette méthode de correction de conception nouvelle, et il indique les fonctions des filtres à programmer.

Enfin l'auteur discute en détail les conditions concernant la technique des appareils qu'un système de couplage destiné à la réunion des deux calculateurs en une machine à calculer hybride doit remplir. La figure 5 montre le schéma bloc d'un tel système. En annexe, l'auteur explique le montage de principe d'un convertisseur digital/analogique interpolateur de conception nouvelle, qui peut être utilisé comme circuit de maintien de premier ordre ou pour obtenir une amélioration de l'output de fonctions produites digitalement.

## A propos de la programmation en ALGOL de machines à calculer hybrides

p. 100

Par R. Herschel

Dans une machine à calculer hybride, des calculateurs digitaux et analogiques participent simultanément à la solution d'un problème. Cette coopération peut être décrite par le programme du calculateur digital. Le flux très varié de données passant par les éléments de couplage conduit à des programmes relativement compliqués dans la langue des machines. L'auteur examine dans cet article si une langue de programmation formelle telle que l'ALGOL offre la possibilité de décrire de tels programmes. De cette manière, on trouve que des procédures codées sont une méthode convenable pour atteindre ce but. Pour la machine à calculer hybride montrée sur la figure 1 sont définies 9 procédures codées qui offrent, en combinaison avec un ALCOR, la possibilité de programmer en ALGOL des machines à calculer hybrides de ce genre. Un programme ALGOL concret est démontré sur un exemple pris de la pratique.

La série de calculateurs analogiques Telefunken satisfait aux désirs et exigences d'un large milieu d'utilisateurs. On dispose ainsi de calculateurs économiques (10 à 20 amplificateurs) pour l'enseignement et la formation professionnelle, résolvant de simples problèmes et questions du traitement de données n'exigeant qu'une précision limitée des solutions à l'aide de calculateurs d'équipement réduit. En outre, on dispose ainsi d'installations de grandeur moyenne de meilleure précision accrue, donnant des possibilités de calcul plus étendues et un plus grand confort de service (25 à 100 amplificateurs), ainsi que de grandes installations de précision (100 amplificateurs et plus), qui offrent toutes les possibilités de la nouvelle technique du calcul analogique et hybride. En tête se trouve une installation pour problèmes complexes, tels que la solution optimale de problèmes techniques, la simulation sous conditions de temps réels, la statistique et le traitement de systèmes étendus d'équations différentielles avec la plus grande précision de solution possible.

Le prix des appareils de cette série de calculateurs est indiqué sur la figure en fonction de l'équipement (nombre des amplificateurs de calcul) pour la mise en fonction de quelques jusqu'à plus de 100 amplificateurs, le nombre (1, 2, 3) de calculateurs de table complètement équipés étant porté comme paramètre. Les tableaux 1 et 2 donnent un aperçu du confort de service, de la précision ainsi que d'autres caractéristiques importantes de ces calculateurs.

### Le calculateur analogique de précision RA 800 Hybride

Par W. Giloi, G. Haussmann et R. Schwarz

p. 112

Les auteurs donnent un aperçu des caractéristiques et des possibilités de calcul du calculateur analogique de précision Telefunken RA 800 Hybride. La construction éprouvée du RA 800 (changement souple du volume de l'équipement au moyen de tiroirs, avec cartes enfichables, panneau de programmation interchangeable) a été acceptée également pour le calculateur analogique RA 800 Hybride. Il en est de même en ce qui concerne la technique de 10 volts éprouvée, qui assure une grande largeur de bande et une constance à long terme. Les tiroirs, le voltmètre digital, le multiplicateur à modulation et la servoréponse ont été maintenus et il en est de même des éléments de calcul précis, dont l'erreur est inférieure à  $10^{-4}$ . Nouveaux sont:

- un amplificateur à large bande en technique planaire au silicium,
- des comparateurs rapides,
- la commande des intégrateurs,
- un troisième condensateur d'intégration,
- un multiplicateur parabolique avec une erreur du produit inférieure à  $5 \cdot 10^{-4}$ ,
- des servopotentiomètres à petite résistance et réglage rapide,
- un appareil de commande à système de sélection digital, générateurs de temps digital et plusieurs programmes de commande câblés fixes,
- un appareil supplémentaire digital à éléments logiques pour le changement des programmes de calcul normaux.

L'illustration représente le calculateur RA 800 Hybride. Dans le tableau se trouve montré l'équipement possible d'une installation.

### La commande du calculateur RA 800 Hybride

Par W. Giloi, G. Haussmann, J. Kretzschmar, K. Müller et R. Schwarz

p. 115

Le déroulement des opérations dans le calculateur RA 800 Hybride est dirigé par la coopération de deux appareils de commande, dont chacun peut remplir indépendamment de l'autre des fonctions spécifiques. Il s'agit de l'appareil de commande digital (Fig. 1) et de l'appareil supplémentaire digital (Fig. 2). Le premier est utilisé pour l'exécution de programmes de calculs analogiques, y compris le calcul itératif automatique. Le deuxième augmente les possibilités d'application dans le domaine du calcul hybride.

L'appareil de commande digital est équipé d'un générateur d'impulsions central (oscillateur de 100 kHz, erreur  $< 10^{-5}$ ) qui commande six générateurs de temps, dont quatre, disposés à la face frontale de l'appareil de commande, sont réglables chacun à l'aide de deux décades entre 1 ms et 100 s.

Les signaux de sortie des générateurs d'impulsions règlent le déroulement des programmes de calculs fixes sélectionnables et apparaissent, d'autre part, sur le panneau de programmation digital de l'appareil supplémentaire digital pour cadencer les circuits logiques programmés.

Le système de sélection est dimensionné de telle façon qu'il peut desservir en même temps plusieurs systèmes autonomes en cas de fonctionnement en parallèle.

L'appareil supplémentaire digital se compose d'un magasin destiné à recevoir différentes sortes de circuits logiques, et du pupitre-support pour le panneau de programmation interchangeable. Il permet une large réalisation de programmes de commande sur la base de décisions logiques qui peuvent intervenir dans le déroulement des opérations de calcul de la partie analogique de manière similaire à des circuits câblés fixes. En commun avec la commande individuelle de tous les intégrateurs qui peut être assurée par l'appareil supplémentaire digital, des possibilités d'application du calculateur analogique absolument nouvelles sont offertes. Une entrée sortie par bande perforée d'instructions de commande et de grandeurs de calcul complète le système dans le sens de l'automatisation de toutes les fonctions.

Les possibilités de sélection (automatique ou manuelle) de 100 potentiomètres et de 100 autres éléments calculatoires (amplificateurs, intégrateurs, multiplicateurs) sont décrites. Des détails précis sont donnés concernant la commande des modes de service, la commande des appareils de sortie (imprimeur, enregistreur, oscillographe) et l'indication par voltmètre digital. L'article se termine par la description de l'appareil supplémentaire digital et une indication relative à la constitution de programmes de commande spéciaux.

## Servoréglage des potentiomètres à coefficients

Par W. Giloi et O. Bohner

p. 121

Le panneau de servopotentiomètres (Fig. 1) permet de régler rapidement et exactement les coefficients de calcul. La sélection des potentiomètres s'effectue au moyen d'un panneau de boutons-poussoirs de l'appareil de commande ou par télécommande. Les valeurs données sont introduites par un panneau de boutons-poussoirs (ou extérieurement par exemple au moyen d'un lecteur de bande perforée) avec une précision qui atteint quatre nombres décimaux. Elles sont indiquées sur un voltmètre digital et peuvent être imprimées ou estampées dans des bandes perforées.

Neuf potentiomètres sont réunis ensemble à chaque commande associée sur une unité à fiches (Fig. 2).

Le système de réglage appliqué est basé sur le principe du servoréglage (Fig. 3). La précision de réglage est de  $1 \cdot 10^{-4}$  et la durée moyenne de celle-ci est de 1,5 s.

## Tiroirs supplémentaires à éléments non-linéaires

Par W. Giloi et A. Geiger

p. 122

Le traitement des problèmes sur le calculateur analogique exige dans maints cas l'emploi d'éléments de calcul non-linéaires (multiplicateurs, générateurs de fonctions, convertisseurs de coordonnées) dont la composition varie en fonction des problèmes posés. Les conditions d'adaptation, dans ces cas, ne peuvent être remplies que par un souple système d'éléments de calcul interchangeables ou à usages multiples. Il est tenu compte de ces conditions dans le calculateur RA 800 Hybride par insertion des nouveaux tiroirs suivants: générateur de fonctions FG 801 (Fig. 1), résolveuse électronique ER 740/800 (Fig. 3) et réseaux non-linéaires NN 800 (Fig. 6). Ces tiroirs sont interchangeable et peuvent varier leur emplacement dans l'ensemble du calculateur. Les réseaux et amplificateurs opérationnels contenus dans les tiroirs cités peuvent, en dehors de leur emploi non-linéaire, trouver un état d'action en tant qu'éléments de calcul libre programmable de l'extérieur. Les possibilités d'utilisation en résultant sont décrites.

La figure 2 montre le schéma de principe du générateur de fonctions à diodes. Les auteurs donnent des indications détaillées concernant la commutation des pentes, les éléments de calcul libre ainsi que le réglage des fonctions et la correction du point de zéro des générateurs de fonctions.

A l'aide de la résolveuse électronique, les transformations de coordonnées cartésiennes en coordonnées polaires et inversement sont possible. En outre, la formation de trois produits (multiplicateurs paraboliques) et l'inversion des signes de six grandeurs de calcul peuvent être effectuées. Il existe en plus un panneau à douilles supplémentaires pour l'emploi de la résolveuse avec le calculateur RAT 740.

On a créé un tiroir: réseaux non-linéaires pouvant contenir jusqu'à huit multiplicateurs paraboliques (d'une largeur de bande d'environ 220 kHz) et huit amplificateurs inverseurs, pour avoir un multiplicateur à large bande en réserve à côté d'un multiplicateur de précision à modulation (Time-Division) dans un RA 800 Hybride. Ce tiroir permet d'autre part la production d'autres fonctions fixes d'une variable.

## Les calculateurs analogiques de table RA 741 et RAT 700

Par R. Schwarz

p. 127

L'auteur donne un aperçu des grandeurs et des possibilités de calcul des calculateurs analogiques de table RA 741 et RAT 700 ainsi que d'installations composées de plusieurs appareils, chaque calculateur individuel pouvant être transformé en appareil secondaire au moyen d'un dispositif de sélection spécial par touches. Tout le cours du calcul peut être commandé à partir de l'appareil pilote.

La figure 1 montre le calculateur analogique de table RA 741 et la figure 2 le calculateur analogique de table RAT 700.

## Calculateur analogique de précision hybride RA 770

Par H. Schwarz

p. 128

Le calculateur analogique de précision hybride RA 770 augmente la famille des calculateurs analogiques Telefunken. Il élargit particulièrement la possibilité du calcul hybride dans le domaine des calculateurs analogiques de grandeur moyenne. Avec la capacité de son équipement variable, le RA 770 couvre la dépense nécessaire pour un grand nombre de problèmes importants qui doivent être traités avec une haute précision au point de vue technique et scientifique. La conception du système permet l'extension entre environ 30 à 90 amplificateurs d'opération, le plus petit des modèles offrant déjà un confort de service complet.

Ce calculateur, réalisé à l'instar d'un pupitre, s'insère organiquement dans l'ensemble de postes de travail scientifiques modernes et possède tous les éléments de calcul et de service dans une disposition fonctionnellement exacte. Les caractéristiques techniques et les possibilités d'extension souples du calculateur sont décrites.

## Sumarios

### Estado y desarrollo de la técnica de los calculadores analógicos de tensión continua

Por G. Meyer-Brötz, A. Kley, W. Giloi y G. Haussmann

p. 4

El espectro de instalaciones calculadoras electrónicas (fig. 1), muestra hoy en día una transición casi continua de un calculador analógico a uno digital. De entre las muchas posibilidades de aplicación mixta de las técnicas analógica y digital (calculadores híbridos) han alcanzado gran importancia dos tipos de instalaciones calculadoras: el calculador analógico híbrido (fig. 2), un calculador analógico con mando digital y el sistema calculador híbrido, la conexión de calculadores analógicos y digitales a través de un convertidor analógico digital o viceversa (fig. 3).

La aplicación de métodos calculadores híbridos plantea en el calculador analógico mayores exigencias de las cuales la más importante es la gran anchura de banda necesaria en sus elementos de cálculo. De este modo se eliminan los elementos de cálculo servodirigidos y el calculador analógico ha de estar equipado únicamente con elementos electrónicos puros (fig. 4). El ancho de banda de los elementos calculadores se encuentra influido principalmente por las capacidades de conexión inevitables (fig. 5, ec. (1), fig. 6 y fig. 7) con lo cual se hace necesaria una construcción compacta de elementos de cálculo con gran corriente de salida. Esta corriente, en anchos de banda comparables, ha de ser tanto más grande cuanto mayores sean las tensiones de cálculo, de modo que en una tensión de referencia 10 veces mayor es necesaria una potencia 100 veces mayor. La eliminación de calor origina grandes dificultades debido a la construcción compacta exigida, de forma que la aplicación de una tensión de referencia de 10 V es la solución más razonable. El problema de exactitud que se origina en los generadores de funciones por diodos y en los multiplicadores parabólicos (fig. 8) puede solucionarse por una compensación cuidadosa ante las temperaturas.

En un calculador analógico híbrido, tiene gran importancia el mando rápido de los integradores (fig. 9). Las dispersiones del tiempo de transición, en especial en los conmutadores de mando para los integradores, puede llevar a grandes errores de cálculo (tabla), lo cual exige en muchos problemas el empleo de conmutadores de mando electrónico. Además es necesario, al aplicar impulsos de cálculo rápidos, un cambio de carga rápido de los condensadores de integración, por lo cual son necesarios amplificadores operacionales con gran corriente de salida y una tensión de referencia mínima.

A través de la ampliación del calculador analógico hacia calculador analógico híbrido se ensanchó su campo de aplicaciones a procedimientos iterativos, estudios Monte-Carlo, problemas de valores en los límites, problemas de optimización y muchos más. En interés de la comodidad de programación es útil, especialmente en programas de mando usados frecuentemente como «cálculos iterativos» (figs. 10 y 11) y «cálculos repetitivos», cablear fijamente en el aparato de mando del calculador y proyectar por medio de la elección de la pulsación de teclas. Muchos de los problemas nombrados pueden ser resueltos así sin necesidad de programación adicional. Para la construcción de programas de mando cualesquiera, v. g. para la solución de problemas de optimización, hay disponibles adicionalmente circuitos conmutadores digitales, comparadores y conmutadores digital-analógicos (fig. 12).

Las posibilidades de aplicación de los sistemas de cálculo híbridos no se ven hoy en día en toda su extensión. Una aplicación típica es la simulación de cuerpos voladores articulados (fig. 14). Junto a los canales analógico-digitales y digital-analógicos tienen que existir, en un sistema calculador híbrido de utilización universal, una serie de nuevos canales de unión entre el calculador analógico y el digital (fig. 13). Sobre esos canales el calculador digital puede preguntar por el estado de servicio del calculador digital o el de algunos de sus elementos, dar órdenes al calculador analógico, situar sus potenciómetros y actuar sobre su sistema de selección. El servicio de un calculador analógico puede con ello ser automatizado progresivamente con la ayuda del calculador digital.

### Un amplificador operacional de banda ancha con transistores de silicio

Por G. Meyer-Brötz y E. Heim

p. 16

Las propiedades del amplificador operacional no determinan solo la exactitud estática y dinámica de las operaciones lineales (fig. 1), sino que también son esenciales para multitud de operaciones no lineales (fig. 2).

La respuesta a la frecuencia de la amplificación de tensión  $V_u$  del amplificador operacional, se determina para las frecuencias altas por la estabilización contra autoexcitación. Para la estabilidad es determinante la amplificación del anillo  $K \cdot V_u$ . Con ello la respuesta a la frecuencia del factor de la retroalimentación negativa  $K$  está dado principalmente por la conexión exterior del amplificador, por la carga capacitiva del amplificador con  $C_e$  en la entrada y  $C_a$  en la salida (fig. 4). En la conexión del amplificador como integrador hay, prácticamente para las frecuencias altas, una inducción en la retroconexión (fig. 5), que juntamente con la capacidad de entrada forma un circuito oscilante. Esos casos indeseables de la conexión externa conducen a la respuesta a la frecuencia de la amplificación de tensión del amplificador operacional representada en la figura 6. Esa respuesta a la frecuencia puede ser realizada por el circuito de principio de la figura 8. La realización de ese circuito por medio de un amplificador de tres etapas se representa en la figura 9. Por la composición de las respuestas a la frecuencia de cada etapa (figs. 10 a 13) se logra la respuesta a la frecuencia del amplificador total (fig. 14), que es estable incluso para una carga capacitiva de 10 nF en la entrada y de 20 nF en la salida (fig. 15). Por el complemento del amplificador principal con un amplificador auxiliar estabilizado «chopper» (figs. 16 y 17) se aumenta la amplificación del amplificador operacional en las frecuencias bajas y se evita la deriva. La amplificación total se describe a través de la relativamente complicada ecuación 8. En las figuras 18 a 21 se muestra la construcción del amplificador de tensión según cada uno de los términos de la ecuación 8, de forma que se logra finalmente el módulo y la fase de la amplificación de tensión representadas en la figura 22 del amplificación operacional compuesto de los amplificadores principal y auxiliar, cuyo circuito con transistores se muestra en la figura 23.

En la parte siguiente del trabajo se consideran algunas propiedades medidas del amplificador de inversión, para el cual es  $R_j = R_o$  (fig. 3). La figura 24 muestra los errores relativos de amplitud  $\Delta$  y de fase  $\Delta \varphi$ , la figura 25 la respuesta a la

frecuencia del amplificador inversor, la figura 26 el proceso oscilatorio con distintas resistencias de retroconexión y cargas capacitivas, la figura 27 el ruido a la salida del amplificador, la figura 29 el tiempo de extinción tras una saturación que es menor que 140 ms.

La deriva, una propiedad intrínseca de cada amplificador de tensión continua, se puede retornar a una tensión de deriva  $e$  y a una corriente de deriva  $i$  a la entrada del amplificador (fig. 30). La tensión de deriva se reduce por medio del amplificador auxiliar (fig. 31). Las influencias sobre la deriva se discuten con ayuda de las figuras 32 y 33 y de las ecuaciones (19) y (20). Por medio de un dimensionado adecuado se logra una deriva extremadamente pequeña que es del orden de  $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  (fig. 34). Es igualmente pequeña la influencia de las fluctuaciones de la tensión de batería (ver tabla).

Los razonamientos teóricos y multitud de medidas muestran que el amplificador con transistores iguala, en cuanto a deriva y ruido, a los amplificadores de válvulas, normales hasta ahora, pero en cuanto a la anchura de banda les supera. La anchura de banda del amplificador está limitada prácticamente solo por los errores dinámicos de las resistencias de cálculo, por los conductores de unión entre amplificador y elemento calculador y con ello por la carga capacitiva correspondiente a la entrada y a la salida, y en segundo término por la frecuencia límite de los transistores.

## Conmutadores electrónicos para el mando de integradores

Por A. Kley, E. Heim, K. Müller y P. Nieß

p. 33

El sistema de mando de los calculadores analógicos modernos hace posible impulsos de cálculo en el campo de los ms. Esto tiene sentido tan solo si el calculador posee elementos de cálculo de banda ancha y conmutadores de mando rápidos para los integradores. Para muchos fines no se pueden utilizar para el mando de los integradores relés incluso extremadamente rápidos (fig. 1) y tienen que ser substituidos por conmutadores electrónicos. Se muestra que no pueden ser utilizados conmutadores electrónicos con mando referido a tierra (fig. 3) por las exigencias muy grandes al error del punto cero (ec. (3)). Se consiguen buenos resultados con conmutadores transistorizados mandados sin referencia a tierra (figs. 4 y 5, ec. (4) y (6)), aunque el gasto es muy elevado. Con la utilización de transistores de efecto de campo (figs. 6 y 10) se logran magnitudes de error aceptables con un gasto mínimo (ec. (10)).

Se investiga la influencia de los errores de conmutación sobre la conducta del integrador. La tensión residual y la corriente de bloqueo del conmutador originan errores del punto cero (fig. 8; ec. (11), (12) y (13)), y las resistencias de paso errores de cálculo estadísticos (fig. 9, ec. (14)). Debido a las capacidades y a la inercia en el bloqueo de los elementos semiconductores, aparecen al conmutar corrientes originantes de error muy breves que conducen a saltos de tensión en la salida del integrador (ec. (15)), las que, no obstante, pueden ser compensadas suficientemente.

En un circuito práctico (fig. 10) se midieron, con el uso de un condensador de integración relativamente pequeño de 50 nF, los errores siguientes: Error inicial  $F_A < 50 \mu\text{V}$ ; error de deriva al calcular  $F_D < 10 \text{ mV/s}$ ; error de deriva en detención  $F_H < 10 \text{ mV/s}$ ; saltos de tensión al conmutar  $< 200 \mu\text{V}$ . Los tiempos de oscilación de los conmutadores son de  $0,8 \mu\text{s}$  al conectar y de  $0,2 \mu\text{s}$  al desconectar y son por lo tanto despreciables frente a los tiempos de oscilación de los amplificadores operacionales.

## Estimación de los errores para los generadores de funciones por diodos

Por W. Schneider

p. 39

El artículo trata de una teoría que permite describir de una forma sencilla las magnitudes de los errores en un generador de funciones por diodos. Los resultados se presentan en dependencia directa de la función aproximable  $f(x)$  (fig. 1) o de un brazo de curva aproximable  $F(z)$  (fig. 4), de forma que no se necesite referirse al polinomio o a la interpretación de la red eléctrica. La teoría se basa en una aproximación bajo la suposición, satisfactoria en la práctica, de que el error máximo  $2\varepsilon$  (fig. 1) es pequeño frente a uno.

En la sección 1 se introduce, supuestos ideales los diodos y las resistencias, la dependencia entre el error máximo  $2\varepsilon$  (fig. 1) y el número de segmentos  $n$  (ec. (23)); el número de segmentos (ec. (23)) y el factor  $A$  (ec. (24)) para algunas funciones elementales está dado en forma de tabla.

En las secciones 3 a 6 están valorados los errores que dependen de las variaciones del punto de acodo y de la pendiente de cada una de las líneas acodadas del diodo. Sin perjuicio de la generalidad, se realizan los ensayos en uno de los segmentos de curva  $F(z)$  correspondientes a la figura 3 y a la ecuación (38). El error correspondiente a las variaciones del punto de acodo y de la pendiente de las líneas acodadas del diodo se sigue del desarrollo en serie de potencias en  $\sqrt{\varepsilon}$  y, según la utilización de las fórmulas de sumación de Euler (ec. (53)) de una integral elemental de resolución fácil. Si posee la línea acodada del diodo  $G_k(z - z_k)$  (fig. 4) el error absoluto del punto de acodo  $\alpha(z_k)$  y el error relativo de la pendiente  $\gamma(z_{bk})$  (ec. (45)), se origina un error  $\Delta \delta_F$  (fig. 4) de la ecuación (54), con  $\zeta \equiv z_k$ . De la ecuación fundamental (54) resulta fácilmente el comportamiento de los errores de un generador de funciones por diodos.

En la sección 4 se calcula el error debido a la temperatura, referido a una variación de la temperatura  $\Delta T$ , para una red eléctrica según la figura 5 (ec. (59)), si las resistencias poseen un coeficiente de temperatura  $\varrho$  y la tensión residual de los diodos cambia en  $\Delta U_a$  por  $\Delta T$ . Se realiza el mismo cálculo para las redes eléctricas según las figuras 8 y 10, en las cuales el error debido a la temperatura ha sido compensado por medio de  $m$  y  $s$  diodos respectivamente en la fuente de polarización (ec. (67) y (71)) y es determinado el número óptimo de diodos compensadores (ec. (68)) para el circuito según la figura 8, que minimiza el error cuadrático medio. Además se introduce en la sección 6 el error que origina una variación  $\Delta E$  de la tensión de referencia  $E$ .

Los resultados teóricos obtenidos son comprobados en las curvas, indagadas experimentalmente (figs. 6 y 9), de un brazo de parábola  $F(z) = z^2$  y más extensamente en su utilización en [4] de la relación de la literatura.

## Generador de funciones y multiplicadores con diodos semiconductores

Por A. Kley y E. Heim

p. 52

Con redes de resistencias y de diodos pueden construirse elementos de cálculo no lineales, cuya amplitud de banda está limitada prácticamente por los amplificadores operacionales. Las funciones deseadas están aproximadas por medio de una red poligonal (fig. 1a), que está formada por una suma de líneas quebradas aisladas (fig. 1b) (ecs. (1) y (2)). Éstas se originan por medio de diodos polarizados (fig. 2, ec. (3)), cuyas corrientes de cortocircuito son sumadas con un amplificador operacional (fig. 3). En los generadores de funciones fijas y en los multiplicadores parabólicos (fig. 5), sirve la tensión de referencia  $E$  como polarización para los diodos, el punto de quebradura y la pendiente de cada línea se sitúa por medio de las resistencias  $R$  y  $R_v$  en la figura 2. En generadores de funciones regulables tiene que obtenerse una polarización distinta para cada diodo debido a la compensación de temperatura exigida (fig. 6). La pendiente está situada con un potenciómetro a modo de divisor de corriente. El error de aproximación (ec. (10)) depende fuertemente de la temperatura (ec. (13)) debido a la dependencia térmica de los diodos (ec. (11)) y de las resistencias (ec. (12)), de modo que para obtener una gran exactitud, se tienen que tomar medidas especiales para la corrección de las variaciones debidas a la temperatura. En los generadores de funciones fijas y en los multiplicadores parabólicos se logra esa corrección por medio de diodos de compensación situados en el conductor de polarización común (fig. 7). El error por la temperatura es dependiente entonces del número  $m$  o en su caso  $s$  de diodos de compensación (ecs. (14) y (15)) que pueden ser elegidos óptimamente para una función dada. Para las funciones  $f(x) = x^2$ ,  $\sin(\pi/2 \cdot x)$ ,  $\cos(\pi/2 \cdot x)$ ,  $\sin(\pi x)$  y  $\cos(\pi x)$  se determina  $m_{opt}$  o  $s_{opt}$  (figs. 8 a 12). Para ellas se obtiene una concordancia buena con los errores debidos a la temperatura medidos (figs. 14 a 18), que pueden ser medidos con un dispositivo según la figura 13.

## Un convertidor de coordenadas electrónico

Por A. Kley y E. Heim

p. 60

La transformación de coordenadas polares en cartesianas se realiza la mayoría de las veces en los calculadores analógicos con corriente continua por servoconvertidores (figs. 1c y 2c). Para muchos problemas es demasiado pequeña la anchura de banda de un servoconvertidor. Debido a que pueden realizarse generadores de la función seno-coseno y multiplicadores parabólicos de gran precisión y estables con la temperatura, es posible construir convertidores de coordenadas de banda ancha y exactos correspondientes a la transformación ec. (1) y ec. (3) (figs. 1b y 2b). Es útil a causa de la exactitud y del gasto, originar las funciones seno y coseno con el generador de las funciones arcosen en el retorno de un amplificador operacional y con la deformación correspondiente (figs. 3, 4 y 5). La figura 6 muestra la red de diodos compensada de la temperatura y en las figuras 7 y 8 se representan los errores de aproximación.

Se trata del problema de estabilidad introducido en la transformación de coordenadas cartesianas en polares (fig. 9) y de un circuito recuperador automático que sitúa automáticamente y de nuevo tras una saturación el punto de trabajo estable.

Una valoración de los errores (ec. (4), (5), (6), y (7)) muestra que la exactitud de ese convertidor de coordenadas electrónico es equiparable a la exactitud de los servoconvertidores de gran precisión.

## Construcción y aplicación del calculador analógico híbrido

Por W. Giloi, A. Kley, R. Herschel, G. Haußmann y P. Wiesenthal

p. 66

Los sistemas de cálculo híbridos constan de un calculador digital, de uno o varios calculadores analógicos y de algunos sistemas de acoplo para la adaptación de las distintas magnitudes representadas en ambos tipos de calculadores (fig. 1). Un sistema de cálculo híbrido, utilizable lo más universalmente posible, posibilita la introducción de valores analógicos en el almacén del calculador digital (fig. 2), la entrega de valores del almacén como valores analógicos para el calculador analógico (fig. 3) y el intercambio de información digital entre el calculador analógico y el digital. Las operaciones de cálculo propiamente dichas de los sistemas de cálculo híbrido se realizan por medio de la introducción y de la entrega analógicos. La introducción y entrega digitales sirven para el mando del calculador analógico, para preguntar por el estado y para el mando de cada uno de los integradores, comparadores, conmutadores o de un suplemento digital del calculador analógico existente eventualmente. Con esas posibilidades el calculador digital puede realizar también, juntamente con el sistema de acoplo la misión de sistema de introducción y entrega digital para el calculador analógico. A través de las posibilidades de la interrupción de almacén y de programa se hace posible el intercambio de información entre el calculador analógico y el digital de una forma elegante.

La estructura del programa en principio la muestra la figura 4. Debido a que la elaboración de los datos de entrega solo puede realizarse cuando son leídos en el almacén, sigue a cada orden de introducción un ciclo de espera, del cual es sacado tras la transmisión de datos lograda con ayuda de la señal «interrupción del programa».

En la aplicación del calculador digital como almacén de funciones, el transcurso del programa tiene que ser sincronizado con el transcurso temporal del calculador digital. Esto ocurre por la sincronización de la introducción de datos con un generador de impulsos regulable y externo, cuyos impulsos son extraídos de los impulsos de base de tiempo del calculador analógico.

## Sistemas de cálculo híbridos

Por W. Giloi

p. 82

En el trabajo presente se consideran detalladamente la organización y la programación de instalaciones calculadoras híbridas para poder deducir reglas concretas en la constitución y utilización de tales sistemas. Debido a que la forma más adecuada de organizar las instalaciones de cálculo es al mismo tiempo función del planteamiento del problema correspondiente,

se da a continuación una clasificación de los campos de aplicación de los sistemas de cálculo híbrido según el planteamiento matemático de los problemas y de los modos de trabajo consiguientes. Es útil distinguir las clases A (modo de trabajo alterado de ambos calculadores) y S (modo de trabajo simultáneo) (tabla 1). Con referencia a los errores, que se originan especialmente por el acoplo mutuo de dos clases de cálculo con forma tan distinta de trabajo y de representación de los valores, el caso S<sub>1</sub> es el más crítico, en éste las operaciones digitales son parte integrante de los programas de cálculo analógicos, como se muestra esquemáticamente en la figura 2. Aquí se originan, además de los errores estadísticos de las transformaciones digital/analógica y analógica/digital, que pueden ser mantenidas despreciables, errores dinámicos que pueden ser originados por (a) el muestreo de la señal analógica y el alisado imperfecto de la señal digital, (b) por el desplazamiento temporal en un período de muestreo entre las magnitudes de entrada del programa de cálculo digital y las magnitudes de salida correspondientes y (c) por la alteración temporal de algunas magnitudes de entrada y de salida entre sí.

Tras una consideración de las propiedades típicas del calculador digital adecuado, se discute la organización más conveniente de su programa de entrada y de salida. Se muestra que, con el cumplimiento de determinadas condiciones „hardware“, se puede organizar una entrada y salida continua de bloques de datos según la figura 6 de tal manera que la velocidad de cálculo del calculador digital puede ser utilizada óptimamente y que el tiempo para un paso de cálculo pueda ser minimizado. Al mismo tiempo se originan con ello reglas concretas para la elección de calculadores digitales apropiados para sistemas de cálculo híbridos.

Se dedica un espacio más amplio al análisis de errores que se originan por el muestreo y la lisura imperfecta, por los circuitos de retención de primer o de segundo orden (comp. fig. 3), así como el error por el desplazamiento en el tiempo entre una serie de valores de entrada y la serie correspondiente de valores de salida en el cálculo digital (en la figura 4 representado esquemáticamente). Se investigan las posibilidades de reducir el error ese por medio de filtros digitales programados. La investigación conduce a la teoría de una compensación de error óptima cuyos resultados están representados en la tabla 2. La tabla muestra la disminución considerable del error que puede lograrse por medio de ese nuevo procedimiento de corregirlo e indica las funciones de los filtros a programar.

Finalmente se detallan las exigencias de la técnica de los aparatos que tendría que satisfacer un sistema de acoplo para la unión entre ambos calculadores en una instalación de cálculo híbrida. La figura 5 muestra el circuito en bloque de un sistema tal. A modo de apéndice se ilustra finalmente el circuito de principio de una clase nueva de convertidor digital/analógico, que puede ser instalado a modo de circuito de retención de primer orden o para la mejora de la salida de las funciones digitales originadas.

### **Programación de instalaciones calculadoras híbridas en ALGOL**

Por R. Herschel

p. 100

En una instalación calculadora híbrida trabajan simultáneamente calculadores digitales y analógicos en la solución de un problema. El trabajo conjunto puede ser descrito por medio del programa del calculador digital. El flujo polifacético de datos, a través de los elementos de acoplo, conduce a programas relativamente complicados en el lenguaje de la máquina. En el trabajo presente se investiga el problema de si un lenguaje de programación formal como el ALGOL ofrece la posibilidad de describir tales problemas. El resultado es que los procedimientos de codificación son efectivamente apropiados. Se definen nuevos procedimientos de codificación para la instalación calculadora híbrida representada en la figura 1, que juntamente con un ALCOR, ofrecen las posibilidades de programar en ALGOL instalaciones calculadoras híbridas de ese tipo. En un ejemplo práctico se presenta un programa ALGOL concreto.

### **La familia de calculadores analógicos Telefunken**

Por W. Giloi, W. Holz y R. Schwarz

p. 110

Con la familia de calculadores analógicos Telefunken deben llenarse los deseos y las exigencias de un círculo amplio de utilizadores. Hay disponibles calculadores económicos (10 a 20 amplificadores) para la formación y la enseñanza y para el tratamiento de problemas y de preguntas fáciles en la elaboración de medidas, que solo exigen en las soluciones una exactitud limitada y un recinto de cálculo reducido; hay además instalaciones medianas con exactitud mayor, posibilidades de cálculo más amplias y mayor comodidad de servicio (25 a 100 amplificadores), así como instalaciones de cálculo de precisión (100 amplificadores y más), que ofrecen todas las posibilidades de la técnica del cálculo analógico e híbrido actual. A la cabeza está una instalación para problemas complejos, como el buscar la solución óptima de problemas técnicos, simulación bajo condiciones de tiempo reales, estadística y resolución de sistemas de ecuaciones diferenciales complicados con la máxima exactitud posible en las soluciones.

En la figura está dado el precio para esa familia de calculadores en función del equipo (número de amplificadores operacionales), para algunos el equipo tiene más de 100 amplificadores, y como parámetro está tomado el número (1, 2, 3) de calculadores de mesa totalmente equipados. Las tablas 1 y 2 dan una visión de conjunto sobre la comodidad de servicio, la exactitud y otras propiedades esenciales.

### **El calculador analógico de precisión RA 800 HYBRID**

Por W. Giloi, G. Haussmann y R. Schwarz

p. 112

Se da una visión general sobre las propiedades y posibilidades de cálculo del calculador analógico de precisión de Telefunken RA 800 HYBRID. Se adoptó la construcción ya acreditada de la RA 800 (variación flexible de la cantidad de elementos por medio de unidades formadas con tarjetas enchufables, campo de programa variable), así como la técnica acreditada

de 10 voltios que asegura una gran anchura de banda y una constancia grande en el tiempo. También fueron adoptadas las unidades enchufables, el voltímetro digital, el multiplicador time-division y el servoresolver, así como los elementos de cálculo de precisión con errores  $< 10^{-4}$ . Se desarrollaron nuevos:

- un amplificador de banda ancha realizado en técnica planar de silicio
- comparadores rápidos
- mando por integradores
- una tercera constante de integración
- un servopotenciómetro con resistencia pequeña y colocación rápida
- un multiplicador parabólico con un error en el producto  $< 5 \cdot 10^{-4}$
- un aparato de servicio con sistema selectivo digital, con preparación de impulsos de reloj digital y varios programas de mando con cableado fijo
- un suplemento digital con elementos lógicos para la variación de los programas de cálculo normales.

La figura muestra una vista del RA 800 HYBRID. En la tabla se ha puesto el equipo posible de una instalación.

### El mando de la RA 800 HYBRID

Por W. Giloi, G. Haussmann, J. Kretzschmar, K. Müller y R. Schwarz

p. 115

El cálculo en el RA 800 HYBRID está dirigido por el trabajo conjunto de dos aparatos de mando, que pueden realizar, cada uno de por sí, diferentes cometidos: aparato de servicio digital (fig. 1) y suplemento digital (fig. 2). El aparato de servicio está colocado para la realización de los programas de cálculo analógico normales incluidos los cálculos iterativos automáticos. El suplemento digital ensancha las posibilidades de aplicación en el campo del cálculo híbrido.

El aparato de servicio digital contiene un generador de impulsos central (oscilador de 100 kHz, error  $< 10^{-5}$ ), que dirige seis generadores de tiempo digitales, de los cuales cuatro, situados en el frente del aparato de servicio, son regulables en dos décadas entre 1 ms y 100 s (fig. 3).

Los impulsos de salida del generador regulan el transcurso de los programas de cálculo fijo elegibles y aparecen entre otros lugares, en el campo de la programación digital del suplemento digital para los impulsos que allí programan los circuitos lógicos. El sistema de elección está dispuesto de tal manera que puede servir al mismo tiempo varias calculadoras independientes que trabajan paralelamente.

El suplemento digital consta de una parte para almacenar con objeto de admitir distintos tipos de tarjetas lógicas y el lugar de admisión para el campo de programación intercambiable. Permite una programación amplia de programas de órdenes sobre la base de decisiones lógicas, las cuales pueden intervenir en el funcionamiento de la parte analógica del mismo modo que circuitos con cableado fijo. Todos los integradores, conjuntamente con cada uno de los mandos dirigibles por el suplemento digital, abren campos de aplicación completamente nuevos para el calculador digital. Un admisor-entregador de órdenes y cantidades de cálculo por banda perforada, completa totalmente el sistema con vistas a una automatización del transcurso de las funciones.

Se describen las posibilidades de elección (automáticas o manuales) de 100 potenciómetros y de otros 100 elementos de cálculo (amplificadores, integradores, multiplicadores). Se habla detenida y exactamente de las órdenes de las clases de servicio, así como de las órdenes de los aparatos de entrega (impresor, inscriptor, oscilógrafo) y del indicador del voltímetro digital. Se cierra la descripción del suplemento digital y se hace una indicación sobre la programación de órdenes especiales.

### Servosituación de los potenciómetros de coeficientes

Por W. Giloi y O. Bohner

p. 121

Con el campo de los servopotenciómetros (fig. 1) se pueden situar con rapidez y exactitud los coeficientes de cálculo. La elección del coeficiente se consigue por medio de un campo de teclas del aparato de servicio o por mando a distancia. Los valores dados se introducen por medio de un teclado (o externamente, v. g. por medio de un lector de cinta perforada) con una exactitud de cuatro cifras decimales. Aquellos son mostrados por un voltímetro decimal y se imprimen o se estampan en cinta perforada.

Cada nueve potenciómetros están reunidos, con su motor correspondiente, sobre una unidad enchufable (fig. 2). El sistema empleado para situar se basa en el principio de la regulación por arrastre (fig. 3). La exactitud de la situación es  $1 \cdot 10^{-4}$ , el tiempo medio para situar 1,5 s.

### Suplemento enchufable con elementos no lineales

Por W. Giloi y A. Geiger

p. 122

La resolución de muchos problemas en el calculador digital, exige un número relativamente grande de elementos de cálculo no lineales (multiplicadores, generadores de funciones, transformador de coordenadas), donde el montaje es distinto según el problema. Entran frecuentemente cuestiones de adaptación que puede realizar un solo un sistema flexible de elementos calculadores con amplia posibilidad de cambio o con varias posibilidades de uso. Esas exigencias están realizadas por el empleo de nuevas unidades de cálculo enchufables: generador de funciones FG 801 (fig. 1), resolutor electrónico ER 740/800 (fig. 3) y redes no lineales NN 800 (fig. 6). Éstas se pueden intercambiar en los distintos lugares de enchufe del marco del calculador. Las redes y los amplificadores operacionales contenidos en ellas pueden ser solucionados en cada caso según la relación con su circuito normal y están disponibles como elementos de cálculo aislados, utilizables cuando se necesitan en el campo de la programación analógica. Se describen las posibilidades inmensas de utilización que se originan con ello.



La figura 2 muestra el esquema fundamental del generador de funciones por diodos. Se trata de la pendiente conmutable del amplificador realizado, así como de la realización de funciones y la corrección del cero en el generador de funciones.

Con el resolutor electrónico puede realizarse el cambio de coordenadas cartesianas a polares, el cálculo de cuatro productos (multiplicador parabólico) y el cambio de signo de seis magnitudes. Es digno de interés un juego de enchufes adicionales para el suplemento del resolutor junto al RAT 740.

Para poder situar también junto el multiplicador exacto por modulación en enchufe propio, un multiplicador de banda ancha, se desarrolló la unidad enchufable «redes no lineales» que puede admitir hasta ocho multiplicadores parabólicos (con una anchura de banda de 220 kHz aproximadamente) y ocho amplificadores inversores. Al mismo tiempo se da con ese enchufe la posibilidad de originar una variable con la función elegida.

### El calculador analógico de mesa RA 741 y RAT 700

Por R. Schwarz

p. 127

Se da una visión panorámica sobre la extensión y las posibilidades de cálculo del calculador analógico de mesa RA 741 y RAT 700 y sobre las instalaciones con varios aparatos, donde cada calculador puede ser convertido en aparato vasallo por medio de teclas especiales. La realización del conjunto del cálculo es dirigida por el aparato elegido.

La figura 1 muestra la calculadora analógica de mesa RA 741 y la figura 2 la RAT 700.

### El calculador analógico híbrido de precisión RA 770

Por R. Schwarz

p. 128

El calculador analógico híbrido de precisión RA 770 amplía la familia de los calculadores analógicos Telefunken. Extiende especialmente la posibilidad del cálculo híbrido al campo de los calculadores analógicos de magnitud media. Con su cantidad variable de piezas, cubre el RA 770 el aparato necesario para muchos planteamientos de problemas importantes que hay que elaborar en la técnica y en la ciencia bajo exigencias de exactitud muy estrictas. La concepción de su sistema permite ampliarlo desde 30 a 90 amplificadores operacionales, donde la unidad menor ofrece comodidad plena de servicio.

La forma a modo de mesa de escritorio del calculador se adapta orgánicamente en el marco de los puestos modernos de trabajo científico y posee en disposición correcta y funcional todos los elementos de cálculo y de servicio. Se describen las propiedades técnicas del calculador así como sus posibilidades de complementarlo con flexibilidad.

---

## Auszeichnung

Von der Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE, die in jedem Jahr die besten wissenschaftlichen Veröffentlichungen auszeichnet, die von jüngeren NTG-Mitgliedern im Vorjahr veröffentlicht worden sind, wurde die Arbeit von

*Dr.-Ing. Wolfgang Hilberg*

„Das Zählen sehr schnell aufeinanderfolgender Impulse“

Nachrichtentechn. Z. 17 (1964) S. 24... 34

als eine der besten des Jahres 1965 bewertet. Diese Auszeichnung ist mit einer Geldprämie von DM 1.000,— verbunden.

Dr. W. Hilberg gehört seit 1958 unserem Forschungsinstitut in Ulm an und ist in der Telefunken-Zeitung mit einer Reihe von Aufsätzen vertreten.

## Kurt Nowack †

Direktor *Kurt Nowack*, seit 1960 Mitglied des Vorstandes unserer Firma, ist am 12. Dezember 1965 im Alter von 57 Jahren überraschend gestorben. Er war fast vier Jahrzehnte dem Unternehmen verbunden



und hat besonders am Wiederaufbau in der Nachkriegszeit entscheidend mitgewirkt. Unter seiner Verantwortung konzentrierte Telefunken Entwicklung, Fertigung und Vertrieb für den Geschäftsbereich Geräte in Hannover und in Berlin. *Kurt Nowack* schaffte es, in wenigen Jahren mit seinen Mitarbeitern die weltweite Geltung des Unternehmens auf diesen Gebieten zurückzugewinnen und damit an die Tradition der Gesellschaft der zwanziger und dreißiger Jahre anzuknüpfen. Er war nicht nur ein Kaufmann mit gediegener Ausbildung und fortschrittlichen Gedanken, sein Interesse und Verständnis galt in gleichem Maße den technischen Problemen seines Arbeitsbereiches.

Seine Arbeitskraft und seine Fähigkeiten wurden auch außerhalb der Firma anerkannt. Er war von 1962 bis 1964 Vorsitzender des Fachverbandes „Rundfunk und Fernsehen“ im ZVEI und annähernd 15 Jahre im Beirat dieses Industrieverbandes. Als einer der Repräsentanten der deutschen Rundfunk- und Fernseh-Geräteindustrie genoß *Kurt Nowack* den Ruf eines international anerkannten Fachmannes, der sich selbstlos für das Gedeihen dieses Wirtschaftszweiges einsetzte.

Sein früher Tod ist für seine Freunde und für Telefunken ein großer und schmerzlicher Verlust.

F. Herriger

---

## Goswin Schaffstein †

Am 16. 11. 1965 erlag Dr.-Ing. *Goswin Schaffstein* mitten im lebendigen Schaffen in seinem 55. Lebensjahr einem Herzinfarkt.

*Schaffstein* schloß das Studium der Schwachstromtechnik bei *Barkhausen* mit der Note „Mit Auszeichnung bestanden“ ab. Von 1935 bis 1937 arbeitete er als junger Entwicklungs-Ingenieur im Senderlabor unserer Firma und trat dann als Laborleiter bei der Firma Dietz & Ritter ein. Während des Krieges wurde er von der Loewe AG für Opta Radio übernommen. Nach dem Kriege wurde sein Labor mit der Entwicklung von Rundfunkempfängern, Lautsprechern und Meßgeräten betraut. Im März 1947 kehrte *Schaffstein* zu Telefunken zurück, um in Hannover in der Rundfunk-Abteilung für die Entwicklung von Spitzengeräten des Rundfunkempfangs zu arbeiten. Im Zuge des Aufbaues der Entwicklungs-Abteilung für Fernsehempfänger wurde ihm eine Fülle schwieriger dringlicher Aufgaben übertragen. Diesem Gebiet blieb er bis zu seinem Tode verbunden.

*Schaffstein* war ein fähiger Entwicklungs-Ingenieur, der es verstand, der fortschreitenden Technik Lösungen von bleibendem Wert zu bringen. Physikalischen und schaltungstechnischen Problemen ging er immer bis auf den Grund und machte damit seiner Abstammung aus einer Gelehrtenfamilie Ehre. Diese Arbeitsweise, für die auch seine Aufsätze in der Telefunken-Zeitung bleibende Zeugen sind, war von hohem Wert. Seine menschlichen Eigenschaften waren erfüllt von der inneren Verpflichtung dem anderen gegenüber, so daß jeder sich mit ihm verbunden fühlte.

Wenn wir an *Schaffstein* zurückdenken, sehen wir ihn zuerst als Mensch vor uns — offen, voll innerer Anständigkeit und erfüllt von den Werten, die Kultur und Bindung zum Nächsten uns geben. Jungen Mitarbeitern stand er immer helfend in ihrem Vorwärtsdrängen zur Seite, oft dabei selbst bescheiden zurücktretend.

So ganz haben wir auch heute noch nicht in uns aufgenommen, daß dieser uns innerlich so verbundene Mensch nicht mehr unter uns weilt.

E. Klotz

**Weitere Veröffentlichungen aus Forschung und Entwicklung  
der TELEFUNKEN AG**

- R. Aigner*  
Spezielle Antriebsprobleme bei einem Magnetband-Digital-Speicher. Antriebstechnik Jg. 4 (Dez. 1965) Nr. 12, S. 437...441.
- H. Altmann und H. Rinderle*  
Rauschsperrung für Schaltspannungserzeugung für FM-Empfänger. Funkschau Jg. 37 (1. Juli-Heft 1965) H. 13, S. 351...353.
- K. Antreich und E. Gleissner*  
Über die Realisierung von Impulsfiltern durch aktive RC-Netzwerke. Arch. elektr. Übertragung Bd. 19 (1965) H. 6, S. 309...316.
- R. Arnolds*  
Automatisierung in der Flugsicherung. Elektron. Rechenanlagen Jg. 7 (1965) H. 4, S. 194...202.
- R. Arnolds*  
Universalrechner und Sichtgeräte in der Flugsicherung. The Controller Jg. 4 (Okt. 1965) Nr. 4, S. 27...31.
- K. Bartneck*  
Über die Anwendung der Kernstrahlen und die Technik der Strahlungsmeßgeräte. Techn. Rundschau, Bern, Jg. 57 (2. April 1965) Nr. 12, S. 7, 13, 15.
- W. Bitzer*  
Über Negativ-Impedanz-Konverter. Bulletin SEV, Zürich, Jg. 56 (1965) H. 10, S. 373...379.
- R. Bladowski*  
Wirkungsweise und Anwendung von analogen und hybriden Rechenelementen in der Automatisierungstechnik. Automatik Jg. 10 (1965) H. 10, S. 401...407 und H. 11 (1965) S. 456...461.
- A. F. Bogenschütz*  
Die galvanische Abscheidung dünner Metallschichten in der Mikroelektronik. Metall Jg. 19 (1965) H. 6, S. 590...597.
- K. Bomhardt und P. Lackner*  
Elektronisch abstimmbare Verstärker für das Frequenzgebiet 50—800 MHz. Frequenz Bd. 19 (1965) H. 5, S. 148...156.
- M. Börner, E. Dürre und H. Schübler*  
Aufbau und Anwendung von elektromechanischen Hochfrequenzfiltern. Techn. Rundschau, Bern, Jg. 57 (3. September 1965) Nr. 37, S. 81, 83, 85, 93.
- M. Börner und H. Schübler*  
Mechanische Filter für die Nachrichtentechnik. Neue Zürcher Ztg. Jg. 186 v. 1. 12. 1965, Bl. 4.
- O. Bortfeldt*  
Über Methoden zur Analyse von redundanten Schaltungen mit heißer Reserve. Techn. Zuverlässigkeit in Einzeldarstellungen (Oldenbourg-Verlag, München) Jg. 1 (Juli 1965) H. 5, S. 63...84.
- B. G. Bosch*  
Parametrische Verstärker. Neue Zürcher Ztg. Jg. 186 v. 1. 12. 1965, Bl. 5.
- B. G. Bosch, G. Ertelt und K. H. Löcherer*  
Rauschen und Verzerrungen eines parametrischen Reflexionsverstärkers. Arch. elektr. Übertragung Jg. 19 (1965) H. 12, S. 675...684.
- G. Boucke*  
Zur Aktivitätsmessung an markierten Dünnschichtchromatogrammen. Atompraxis Jg. 11 (1965) H. 5, S. 263...267.
- G. Boucke*  
Impulsverstärker. Kerntechnik Jg. 7 (1965) H. 10, S. 454...458.
- G. Boucke*  
Strahlungsmeßtechnik. Neue Zürcher Ztg. Jg. 186 v. 1. 12. 1965, Bl. 5.
- J. Bretting und P. G. Tan*  
Rauschleistungsmessungen an der Rauschröhre ZG 1000. Die Telefunken-Röhre (August 1965) H. 45, S. 73...86.
- W. Bruch*  
Ein neues Verfahren zur zentralen Phasenfehlerkorrektur eines PAL-Farbfernsehsignals (PAL-in-PAL-Transcoder). Rundfunktechn. Mitt. Jg. 9 (1965) Nr. 4, S. 189...198.
- W. Bruch*  
Farbbildröhren — Ein Überblick über die wichtigsten Farbfernseh-Wiedergabeverfahren. Funkschau Jg. 37 (1. Dez.-H., 1965) Nr. 23, S. 655...663.
- F. Brück*  
Untersuchungen über die Erwärmung der Wendel von Wanderfeldröhren für Richtfunk. Die Telefunken-Röhre (August 1965) H. 45, S. 103...122.
- L. Brück*  
Stand und Entwicklung auf dem Gebiet der Elektronenröhren. Elektrotechn. Z.(B) Bd. 17 (3. 12. 1965) H. 25, S. 847...849.
- F. Bünemann*  
NF-Verstärker mit komplementären Germanium-Transistoren in der Gegentakt-B-Endstufe und Silizium-Transistoren in der Vor- und Treiberstufe. Funk-Technik Jg. 20 (1. Nov.-H., 1965) Nr. 21, S. 861...862 und Nr. 22 (2. Nov.-H., 1965) S. 918.
- W. Buschbeck*  
Einige Varianten der breitbandigen Parallelschaltungsbrücke nach dem erweiterten Wheatstone-Prinzip. Nachrichtentechn. Z. Jg. 18 (1965) H. 7, S. 387...391.
- F. Dlouhy*  
Der Einfluß von Betriebs- und Umgebungsbedingungen auf die Zuverlässigkeit und Lebensdauer von Elektronenröhren. Die Telefunken-Röhre (August 1965) H. 45, S. 5...40.

- W. Dollt*  
Untersuchungen über nichtlineare Verzerrungen von HF-Regeltransistoren. Intern. Elektron. Rundschau Jg. 19 (1965) H. 11, S. 625...628 und H. 12, S. 691...694.
- E. Dürre, H. Schübler* s. unter *M. Börner*
- A. Egger*  
Hochfrequenz-Meßtechnik. VDI-Zeitschrift Bd. 107 (1965) Nr. 5, S. 236...240.
- H. W. Ehlbeck*  
Mikroelektronik in der Luft- und Raumfahrt. VDI-Luftfahrttechnik. Jg. 11 (1965) H. 4, S. 94...96.
- H. Erbe*  
A gasflow counter with variable sensitive area for low-level beta counting. Nuclear Instr. and Methods 33 (1965) S. 169...170.
- G. Ertelt*  
Rauscharme Röhreingangsstufe mit Leistungsanpassung. Die Telefunken-Röhre (August 1965) H. 45, S. 61...72.
- G. Ertelt, K.-H. Löcherer* s. unter *B. G. Bosch*
- G. Feldmann und G. Mittler*  
YK 1100, ein Sendereflexklystron hoher Linearität. Die Telefunken-Röhre (August 1965) H. 45, S. 87...102.
- M. v. Fellner und R. Heer*  
Ein Halbleiter-Frequenzmodulator für breitbandige Richtfunkssysteme. Frequenz Bd. 19 (1965) Nr. 8, S. 261...265.
- K. Fränz*  
Bemerkungen zur Stabilisierung von Sinusspannungen in gegengekoppelten Breitbandverstärkern. Arch. elektr. Übertragung Bd. 19 (1965) H. 12, S. 647...648.
- K. Fränz, A. Kley, F. Lehnert, G. Meyer-Brötz*  
Die Aufteilung der Gegenkopplung in mehrstufigen Breitbandverstärkern. Arch. elektr. Übertragung Bd. 19 (1965) H. 7, S. 393...398.
- K. Fränz und F. Lehnert*  
Impulsverstärker mit frequenzabhängiger Gegenkopplung. Arch. elektr. Übertragung Bd. 19 (1965) H. 11, S. 604...610.
- H. Geißler*  
Beitrag zur Klärung der Entwicklungstendenzen von Trägerfrequenz-Kabelsystemen. Nachrichtentechn. Z. 18 (1965) H. 9, S. 538...547.
- D. Gerstner*  
HF-Leistungstransistoren — Neue Entwicklungen mit Techniken der Mikroelektronik. Intern. Elektron. Rundschau Bd. 19 (1965) H. 9, S. 495...498, 501.
- E. Gleissner* s. unter *K. Antreich*
- G. Goldbach*  
Energiezustände auf trockenen Ge-Oberflächen nach Cu-Adsorption. Surface Science, Amsterdam (Juli 1965) H. 3, S. 203...226.
- G. Goldkuhle*  
Die Erzielung konstanter Verzögerungszeiten mit dem Miller-Integrator. Elektronik Jg. 14 (1965) H. 7, S. 193...195.
- F. R. Güntsch*  
Der Einsatz von Rechenautomaten in der Flugsicherung. Bild der Wissenschaft Jg. 2 (1965) H. 8, S. 642...653.
- R. Haferkorn*  
Energieversorgung einer Halbleiterfabrik. Elektrotechn. Z.(B) Jg. 17 (24. 9. 1965) H. 20, S. 643...648.
- R. Heer* s. unter *M. v. Fellner*
- K. E. Hennings und H. J. Schütze*  
Eine neue einwandige UHV-Aufdampfanlage mit sehr geringen Zykluszeiten. Vakuum-Technik. Jg. 14 (1965) H. 5, S. 117...125.
- G. Herberts*  
Mechanische Eigenschaften einer trommelbaren Mikrowellen-Energieleitung mit von der Kreisform abweichendem Querschnitt. Nachrichtentechn. Z. Bd. 18 (1965) H. 11, S. 637...642.
- J. Hersener*  
Ein Modellversuch zum Aufzeichnungsvorgang auf Magnetband. Neue Zürcher Ztg. Jg. 186 v. 1. 12. 1965, Bl. 6.
- W. Hilberg*  
A 500 Mc twisted ring counter whose resolution is limited by gate switching speed only. Nuclear Instr. and Methods 33 (März 1965) S. 322...324.
- W. Hilberg*  
Die Eignung des Leitungsübertragers für die Impulstechnik. Nachrichtentechn. Z. Jg. 18 (1965) H. 4, S. 219...230.
- W. Hilberg*  
Zur zerstörungsfreien Auslegung des Magnetisierungszustandes einfacher Speicherringkerne. Frequenz Bd. 19 (1965) H. 5, S. 163...168.
- W. Hilberg*  
Ein schneller Impulszähler. Neue Zürcher Ztg. Jg. 186 v. 1. 12. 1965, Bl. 6.
- W. Jahn und H. Rinderle*  
Neuer selbstbegrenzender logarithmischer FM-Modulator. radio-mentor Jg. 31 (1965) H. 10, S. 835...840.
- Ch. Junge*  
Der EC-1030-Konverter. UKW-Berichte. Jg. 5 (Aug. 1965) H. 2, S. 96...102.
- W. Junge*  
Schnellheizkathoden. Die Telefunken-Röhre (August 1965) H. 45, S. 41...60.
- E. Kettel*  
Datenübertragung im Fernsprechnetz. Neue Zürcher Ztg. Jg. 186 v. 1. 12. 1965, Bl. 3.
- O. Klank*  
Universalempfänger „bajazzo de luxe“ mit Diodenabstimmung für den UKW-Bereich. Funk-Technik Jg. 20 (1. Mai-Heft 1965) H. 9, S. 341...343.
- A. Kley und G. Meyer-Brötz*  
Hybride Rechenanlagen. VDI-Nachrichten Jg. 19 (Aug. 1965) Nr. 33, S. 6.

- A. Kley und G. Meyer-Brötz  
Zur Verbesserung der Bandbreite gegengekoppelter Verstärker durch Vorwärtskopplung. Arch. elektr. Übertragung Bd. 19 (1965) H. 10, S. 546...550.
- A. Kley und G. Meyer-Brötz  
Analoge und hybride Rechensysteme. Neue Zürcher Ztg. Jg. 186 v. 1. 12. 1965, Bl. 4.
- A. Kley, F. Lehnert, G. Meyer-Brötz s. unter K. Fränz
- W. Knobloch  
Die Vielseitigkeit tragbarer Sprechfunkgeräte in Verkehr und Industrie. Intern. Archiv f. Verkehrswesen. Jg. 7 (1965) H. 2/3, S. 17...18.
- W. Knobloch  
Elektronische Überblendung zweier Tonfrequenzträger. Funkschau Jg. 37 (Juli 1965) H. 14, S. 382.
- W. Knobloch  
Transistorverstärker mit hohem Eingangswiderstand. Die Berechnung des Eingangswiderstandes der Bootstrapschaltung. Funkschau Jg. 37 (Juli 1965) H. 14, S. 383...385.
- K. Koch  
Ein UKW-Stereo-Prüfgenerator für den Service-Techniker. Funk-Technik Jg. 20 (2. Nov.-H., 1965) Nr. 22, S. 902...904.
- J. Korn  
Einige Bemerkungen zum Überlagerungssatz. Frequenz Bd. 19 (1965) Nr. 12, S. 397...401.
- W. Krank und E. Schüttlöffel  
Eine trommelbare Mikrowellen-Energieleitung geringer Dämpfung (Flexwellhohlleiter). Nachrichtentechn. Z. Jg. 18 (1965) H. 10, S. 607...615.
- H. Kretzschmar und H. Rinderle  
Transistormischstufe mit Stromverteilungsregelung. Funkschau Jg. 37 (2. Juli-H., 1965) H. 14, S. 389...392.
- H. Kühnlein und K. Sauer  
Quadratische Gleichrichtung mit hoher Empfindlichkeit. Intern. Elektron. Rundschau Bd. 19 (1965) Nr. 6, S. 321...326.
- P. Lackner s. unter K. Bomhardt
- W. Langheinrich  
Diffusion in Halbleitern. Neue Zürcher Ztg. Jg. 186 v. 1. 12. 1965, Bl. 7.
- F. Lehnert, A. Kley, G. Meyer-Brötz s. unter K. Fränz
- K.-H. Löcherer, G. Ertelt s. unter B. G. Bosch
- H. Mahr  
Neue Oszillographenröhren. Elektronik Jg. 14 (1965) Nr. 11, S. 335...337.
- J. Mattfeld  
Niederfrequenzverstärker für Netzbetrieb mit den Transistoren AD 152 und AD 155. Funkschau Jg. 37 (2. Nov.-H., 1965) S. 615...619.
- J. Mattfeld und D. Herchner  
Rauschzahlmeßgerät für NF-Vorstufentransistoren. Intern. Elektron. Rundschau Jg. 19 (1965) H. 11, S. 646, 649...650.
- M. Meintzen  
Automatisierung in Verlag und Setzerei. Techn. Rundschau, Bern. Jg. 57 (7. 5. 1965) Nr. 20, S. 41...43.
- G. Meyer-Brötz  
Zum Einschwingverhalten von stark gegengekoppelten Verstärkern. Arch. elektr. Übertragung Bd. 19 (1965) H. 8, S. 408...410.
- G. Meyer-Brötz s. ferner unter A. Kley
- G. Meyer-Brötz, A. Kley, F. Lehnert s. unter K. Fränz
- H. Michel  
Anwendung des Toeplerschen Schlierenverfahrens bei Halbleiteruntersuchungen. Die Telefunken-Röhre (August 1965) H. 45, S. 123...140.
- G. Mittler s. unter G. Feldmann
- H. Oberbeck  
Richtfunk über die Troposphäre. VDI-Nachrichten Jg. 19 (April 1965) Nr. 17, S. 5.
- O. Priebe  
Die elektronische Beleg-Verarbeitung. Bürotechnik und Automation Jg. 65 (1965) Nr. 4, S. 156...160.
- H. D. Riccius und G. Ulbricht  
Zerstörungsfreie Bestimmung der Oberflächenkonzentration in diffundierten Halbleitermaterialien mit Hilfe der Plasmaresonanzfrequenz. Z. angewandte Physik Bd. 19 (1965) H. 3, S. 203...206.
- W. Riechmann  
Kombinierte Funk- und Wechselsprechanlage in der industriellen Anwendung. Schweizer Maschinenmarkt (Ausgabe Revue 1965), S. 310...311.
- H. Rinderle s. unter H. Altmann, ferner unter W. Jahn und H. Kretzschmar
- G. Ritter  
Funkwecker alarmieren Feuerwehren. Die Brandwache H. 8 (1965) S. 169...170.
- K. Röhrich  
Radar im Dienste des Verkehrswesens. Volkswirt Jg. 19 (15. 10. 1965) Nr. 41, S. 2290...2291.
- K. Sauer s. unter H. Kühnlein
- K. Schaffernicht und W. Schaffernicht  
Moderne Elektronenstrahlröhren. Elektrotechn. Z.(B) Jg. 17 (12. 10. 1965) H. 21, S. 678...682.
- K. Scheidhauer  
Magnetische Zeichenerkennung — ein Automationshilfsmittel. radio-mentor Jg. 31 (1965) H. 6, S. 488...490.
- U. Schilbach  
Elektronische Datenverarbeitung und Informationstechnik. Elektrotechn. Z. (B) Jg. 17, (2. 7. 65) H. 14 S. 463...467.
- W. Schmidberger und P. Sieber  
Zwei Spannungswandler 6/12 V auf 220 V/50 Hz. Funk-Technik Jg. 20 (2. Juli-Heft 1965) Nr. 14, S. 556.

A. Schmitt

Meßautomat für HF-Transistoren. radio-mentor Jg. 31 (1965) H. 12, S. 1017...1019.

R. Schönian

Ein transistorisierter Oszillograph mit hoher Punktschärfe. Funkschau Jg. 37 (1. Mai-Heft 1965) Nr. 9, S. 231...232.

F. Schröter

Das Farbfernsehen. Elektro-Anzeiger. Sonderheft „100 Jahre Verlag Girardet“ (13. 10. 1965) S. 66...72.

H. Schübler, E. Dürre s. unter M. Börner

E. Schüttlöffel s. unter W. Krank

H. J. Schütze

Hochohmige Tantalschichten. Vakuum-Technik Jg. 14 (Dez. 1965) H. 8, S. 213...217.

H. J. Schütze s. unter K. E. Hennings

R. Schwarz

Anwendung hybrider Analogrechner in der Industrie. Südd. Ztg. „Der Mensch und die Technik“ Jg. 7 (5. 11. 65) 97. Ausg., S. 4.

P. Sieber s. unter W. Schmidberger

H. Solger

Zehnjahresbericht eines leitenden Normeningenieurs. DIN-Mitteilungen Bd. 44 (1965) H. 1, S. 530...534.

W. Steimle

Eine einfache LCR-Abzweigschaltung zur Nachbildung sehr großer Kapazitäten mit vernachlässigbarer Eigeninduktivität in Serie mit einem Ohmwiderstand. Nachrichtentechn. Z. 18 (1965) H. 9, S. 497...502.

P. G. Tan s. unter J. Bretting

K. M. Tischer

Auftreten des Maltereffektes bei Oxydkathoden. Vakuum-technik Jg. 14 (Mai 1965) H. 4, S. 107...108.

G. Ulbricht s. unter H. D. Riccius

H. Weber

Unterbrechungen des Betriebs von Nachrichten-Satelliten beim Durchlaufen des Erdschattens und die Folgen für den Nachrichtenverkehr. Nachrichtentechn. Z. Jg. 18 (1965) H. 6, S. 308...310.

B. Weblus

Zur langfristigen Absatzprognose gehobener Gebrauchsgüter, z. B. von Fernsehgeräten u. a. m. Z. f. Betriebswirtschaft Jg. 35 (1965) Nr. 9, S. 593...607.

S. Weisser

Einfaches Abstimmverfahren für Kurzwellenantennen. Funk-Technik Jg. 20 (1. Nov.-H., 1965) Nr. 21, S. 867...868.

W. Zinburg

Der Beschreibungs-Ingenieur in der elektrotechnischen Industrie. VDI-Nachrichten Jg. 19 (1965) Nr. 49, S. 9...10

#### Buchveröffentlichungen

W. Knobloch

Röhren, Transistoren und NF-Verstärker. C. F. Wintersche Verlagsbuchhandlung, Prien, 1964. 304 Seiten, 242 Abb., 5 Tafeln.

H. Pitsch

Lehrbuch der Funkempfangstechnik. Akadem. Verlagsges. Geist & Portig KG., Leipzig. Bd. II, 4. Aufl. (Dez. 1964) 618 Seiten, 730 Abb.

---

Veröffentlicht von der TELEFUNKEN AG. Schriftleitung: Dr. rer. nat. habil. W. Kleinsteuber

TELEFUNKEN AG, Berlin 10, Ernst-Reuter-Platz 7

Hersteller: Buch- und Verlagsdruckerei H. Heenemann KG, 1 Berlin 31, Uhlandstraße 102