

KARLSRUHE
D I S S E R T A T I O N

"Ein elektronischer Koordinatenwandler
ohne Diodennetzwerke
und seine Anwendung

bei der Meßwertverarbeitung mechanischer Größen"

auf folgenden Gedanken: Abweichend von der üblichen Anwendung trigonometrischer Beziehungen wird zunächst eine einfach zu realisierende Hilfsfunktion $f(\varphi)$ berechnet, die durch eine ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der technischen Wissenschaften

eingereicht an der Technischen Universität Wien
von

Dipl.-Ing. Fritz Vogel

2460 Bruck/L., Höfleinerstr. 966

Wien, im September 1977

K u r z f a s s u n g

A n e r k e n n u n g

Es wird ein nach einem neuen Verfahren arbeitender elektronischer Koordinatenwandler für die Umwandlung von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten beschrieben, der es erlaubt, bei geringem Materialaufwand eine sehr gute Rechengenauigkeit zu erreichen.

Das Rechenverfahren für die Bestimmung des Polarwinkels φ aus den vorgegebenen kartesischen Koordinaten x, y beruht auf folgendem Gedanken: Abweichend von der üblichen Anwendung trigonometrischer Beziehungen wird zunächst eine einfach zu realisierende Hilfsfunktion $f(\varphi)$ berechnet, die durch eine zweite Hilfsfunktion $g(\varphi)$ linearisiert wird: $\varphi = f(\varphi)g(\varphi)$.

Die Darstellung der Funktion $g(\varphi)$ erfolgt in einer Rechen-schaltung mit spannungsabhängigen Widerständen (Varistoren). Auf die Anwendung kostspieliger Diodenfunktionsgeber kann deshalb verzichtet werden.

Das beschriebene Rechenverfahren wird mit bekannten analogen und digitalen Verfahren verglichen. Die bestehenden Vor- und Nachteile werden gegenübergestellt.

Ein eigenes Kapitel ist den Rechenfehlern, ihren Ursachen und ihrer Messung gewidmet. Möglichkeiten zur Erhöhung der Rechengenauigkeit werden aufgezeigt.

Abschließend werden anhand zweier Anwendungsbeispiele die Einsatzmöglichkeiten des Koordinatenwandlers und seine Vorteile bei der Meßwertverarbeitung mechanischer Größen beschrieben.

Inhaltsverzeichnis

Seite

1. Problemstellung A n e r k e n n u n g 1

2. Bekannte analoge Verfahren für die
Umwandlung von kartesischen Koordi-
naten in Polarkoordinaten 4

Herrn o.Prof.Dipl.Ing.Dr.techn. Alexander Weinmann

danke ich sehr für die Betreuung dieser Arbeit.

Herrn o.Prof.Dr.phil. Rupert Patzelt danke ich
ebenfalls für seine Anregungen und das Interesse,
das er meiner Arbeit entgegenbrachte.

3. Digitale Verfahren für die Umwand-
Weiterhin schulde ich Dank Herrn em.Prof.Dipl.Ing.
Dr.techn. Adolf Slattenschek, der es mir ermöglichte,
diese Dissertation an der Technischen Versuchs- und
Forschungsanstalt der T.U. Wien durchzuführen, sowie
Herrn Dipl.Ing.Dr.techn. Wilhelm Tauffirchen und
Herrn Ing. Gerhard Benedikter für ihre wertvollen
Hinweise und fruchtbringenden Diskussionen.

4. Realisierung eines neuen Koordi-
natenwandler 21

4.1 Bildung des Vektor-Betrages 21

4.2 Die Darstellung des Polarwinkels 22

4.2.1 Erzeugung einer Hilfsfunktion $f(\varphi)$ 22

4.2.2 Die Linearisierung von $f(\varphi)$ 26

<u>Inhaltsverzeichnis</u>	Seite
1. Problemstellung	1
2. Bekannte analoge Verfahren für die Umwandlung von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten	4
2.1 Darstellung von Vektor-Betrag und Polarwinkel mit Hilfe von Winkel-funktionsgebern	4
2.2 Annäherung der arctan-Funktion durch eine Exponentialfunktion	6
3. Digitale Verfahren für die Umwandlung von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten	11
3.1 Parallel arbeitendes Digitalrechenwerk mit Festwertspeichern als Funktionsgeber	11
3.2 Digital arbeitender Koordinatenwandler mit Mikroprozessor	18
4. Realisierung eines neuen Koordinatenwandlers	21
4.1 Bildung des Vektor-Betrages	21
4.2 Die Darstellung des Polarwinkels	22
4.2.1 Erzeugung einer Hilfsfunktion $f(\varphi)$	22
4.2.2 Die Linearisierung von $f(\varphi)$	26

	Seite
4.2.2.1 Der Varistor	26
4.2.2.2 Korrekturschaltungen mit Varistoren	28
4.2.3 Übergang auf Vierquadrantenbetrieb	33
4.2.4 Praktische Schaltungsausführung	34
5. Rechengenauigkeit	39
5.1 Überblick über die zu erwartenden Fehler und Maßnahmen zur Erhöhung der Rechengenauigkeit	39
5.2 Messung der statischen und dynamischen Fehler des Koordinatenwandlers	45
5.2.1 Statische Fehler	45
5.2.2 Dynamische Fehler	46
5.2.3 Rauschen	47
6. Gegenüberstellung der einzelnen beschriebenen Koordinatenwandlertypen	52
7. Anwendungsbeispiele für den neuen Koordinatenwandler	55
7.1 Beschleunigungsmessung an einem bewegten Körper mit drei Freiheitsgraden (ebene Bewegung)	55
7.2 Analyse des zweiachsigen Spannungszustandes mechanisch beanspruchter Körper	63
8. Zusammenfassung	68
9. Literaturverzeichnis	69

<u>Anhang: Bilder, Schaltpläne</u>	Seite
Bild A4.1 : Verstärkerschaltung, Typ 1: Serienschaltung von ohmschen Widerstand und Varistor im Ein- gangskreis des Operationsver- stärkers	74
Bild A4.2 : Verstärkerschaltung, Typ 2: Parallelschaltung von ohmschen Widerstand und Varistor im Ein- gangskreis des Operationsver- stärkers	75
Bild A4.3 : Verstärkerschaltung, Typ 3: Serienschaltung von ohmschen Widerstand und Varistor im Rückführungskreis des Opera- tionsverstärkers	76
Bild A4.4 : Verstärkerschaltung, Typ 4: Parallelschaltung von ohmschen Widerstand und Varistor im Rückführungskreis des Opera- tionsverstärkers	77
Bild A4.5 : Praktische Ausführung des Koordinatenwandlers	78
Bild A4.6 : Schaltplan Vektor Betrag	79
Bild A4.7 : Schaltplan Absolutwert, Dividierer	80
Bild A4.8 : Schaltplan Linearisierungs- verstärker, Quadrantenschalter	81

	Seite
Bild A4.9 : Schaltplan Testsignal-Generator	82
Bild A4.10: Schaltplan Überwachungsschaltung	83
Bild A4.11: Schaltplan Netzteil	84
Bild A4.12: Verdrahtungsplan	85
Bild A7.1 : Phantomkopf und Fallmaschine für die Untersuchung von KFZ-Wind- schuttscheiben	86
Bild A7.2 : Phantomkopf, innerer Aufbau	87

1. Problemstellung

Die elektronische Messung mechanischer Größen nimmt auf allen Gebieten der Naturwissenschaft und Technik immer mehr an Bedeutung zu. Ein sichtbares Zeichen dafür ist die Vielzahl von Geräten, die speziell für diesen Zweck entwickelt wurden und deren Zahl laufend ansteigt.

Eine wichtige Gruppe unter den mechanischen Größen nehmen diejenigen ein, die einen zeitabhängigen, vektoriellen Charakter aufweisen, also Größen, für deren Definition zwei Werte erforderlich sind: ihr Betrag und die Richtung, in der sie wirken. Die wichtigsten Vertreter dieser Gruppe sind: Kräfte, Geschwindigkeiten, Beschleunigungen, Dehnungen und Spannungen.

Diese Größen werden heute fast ausschließlich mit Hilfe elektrischer Verfahren erfaßt. Es ist deshalb naheliegend, für eine zeit- und kostensparende Auswertung dieser Meßergebnisse ebenfalls elektronische Geräte in Form von Analog- oder Digitalrechnern einzusetzen, die es erlauben, die Meßwerte bereits während des Meßvorganges entsprechend aufzubereiten und verschiedene Rechenoperationen durchzuführen. Dies ist besonders dann von Bedeutung, wenn durch den direkten Vergleich des Rechenergebnisses mit der gemessenen physikalischen Größe die Auswertung wesentlich vereinfacht wird, oder wenn für ein bestimmtes Ergebnis nicht der Meßwert selbst, sondern nur eine aus ihm abgeleitete Größe betrachtet werden soll.

In vielen Fällen ist es sogar unbedingt erforderlich, daß gleichzeitig mit der Messung einer mechanischen Größe sofort auch eine rechnerische Auswertung vorgenommen wird, beispielsweise bei verschiedenen Regelungsaufgaben oder bei der Überwachung von Vorgängen oder Versuchen, die abgebrochen werden sollen, wenn das Ergebnis von einem vorgeschriebenen Wert zu stark abweicht.

Bei diesen Auswertungen tritt häufig das Problem auf, daß ein für die Messung vorgegebenes Bezugssystem in ein anderes übergeführt werden soll. Ziel dieser Arbeit war deshalb die Entwicklung eines elektronischen Koordinatenwandlers für die Umwandlung von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten, unter Berücksichtigung der folgenden Anforderungen:

- 1) Der Rechner soll für die Erfassung rasch veränderlicher mechanischer Vorgänge geeignet sein. Als höchste auftretende Signalfrequenz werden 2 kHz angenommen.
- 2) Der Koordinatenwandler muß in Echtzeitbetrieb arbeiten, es sollen also auch über einen längeren Zeitraum ankommende Meßdaten verarbeitet werden können.
- 3) Als Eingangssignale stehen die von den Meßwertaufnehmern bzw. von den nachgeschalteten Meßverstärkern gelieferten Analogspannungen im Bereich von ± 10 V zur Verfügung.
- 4) Zur Darstellung auf einem Oszillografen oder Abspeicherung auf einem Magnetbandgerät soll die Ausgabe des Rechenergebnisses ebenfalls in Form von Analogspannungen im Bereich von ± 10 V erfolgen.
- 5) Für eine gleichzeitige Registrierung der Meßsignale und der Auswertergebnisse muß die Ausgabe der Rechenergebnisse kontinuierlich und simultan erfolgen

- 6) Die Rechengenauigkeit des Koordinatenwandlers soll im Interesse einer preisgünstigen Realisierung an die Genauigkeit der zum Einsatz kommenden Meßwertaufnehmer und Registriergeräte angeglichen sein. Der maximale Rechenfehler soll 1 % vom Endwert nicht überschreiten.
- 7) Die Bedienung des Gerätes muß möglichst einfach sein und ohne besondere Einschulung durchgeführt werden können.
- 8) Durch entsprechende Zusatzeinrichtungen soll einerseits eine rasche Funktionskontrolle des Rechners und andererseits die Anpassung an verschiedene Meßprobleme möglich sein.

Für die Verwirklichung der oben angeführten Punkte wurde ein Koordinatenwandler in Analogtechnik entworfen, bei dem die Darstellung des Polarwinkels nach einer neuartigen Methode erfolgt. Das Arbeitsprinzip dieses Koordinatenwandlers wird in Kapitel 4 näher beschrieben.

2. Bekannte analoge Verfahren für die Umwandlung von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten

2.1. Darstellung von Vektor-Betrag und Polarwinkel mit Hilfe von Winkelfunktionsgebern

Die Umwandlung von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten ist in der Analogrechentechnik und Meßwertverarbeitung ein häufig wiederkehrendes Problem. Man findet deshalb in der Fachliteratur eine Reihe von Rechenschaltungen, die speziell für die Lösung dieser Aufgabe entwickelt wurden.

In /18/ wird eine Rechenanordnung beschrieben, die die trigonometrischen Beziehungen zwischen kartesischen Koordinaten und Polarkoordinaten ausnützt.

Wie Bild 2.1.1 zeigt, kann der Vektor-Betrag r aus zwei Teilkomponenten zusammengesetzt werden:

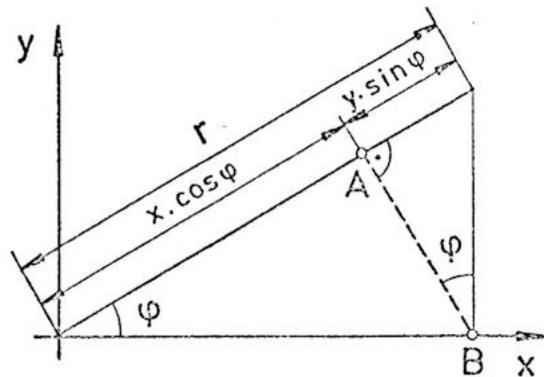


Bild 2.1.1

$$r = x \cdot \cos \varphi + y \cdot \sin \varphi \quad (2.1.1)$$

Weiters gilt für die Strecke \overline{AB} in Bild 2.1.1:

$$\overline{AB} = x \cdot \sin \varphi = y \cdot \cos \varphi \quad \text{oder}$$

$$0 = x \cdot \sin \varphi - y \cdot \cos \varphi = F(\varphi) \quad (2.1.2)$$

Mit Hilfe dieser Beziehung kann der Polarwinkel φ berechnet werden.

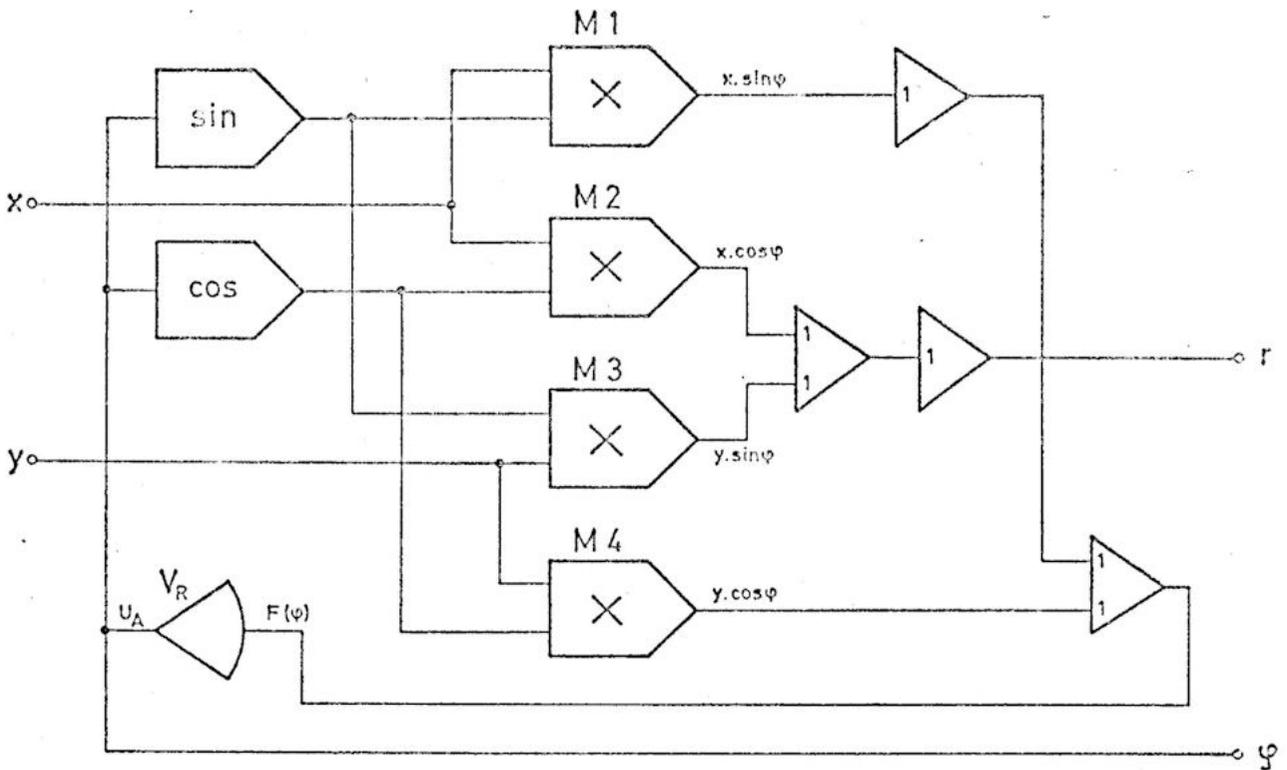


Bild 2.1.2: Rechenschaltung zur Transformation von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten.

Durch die beiden Winkelfunktionsgeber und die Multiplizierer M 1 und M 4 wird die Hilfsfunktion $F(\varphi)$ erzeugt, die an den Eingang des Regelverstärkers V_R gelegt wird. Dieser Verstärker regelt seine Ausgangsspannung U_A so lange nach, bis $F(\varphi)$ entsprechend der Gleichung (2.1.2) Null geworden ist. Die Spannung U_A entspricht dann dem Polarwinkel φ .

Mit dieser Rechenschaltung lassen sich extrem hohe Rechengenauigkeiten erzielen. Bei günstiger Aussteuerung der Koordinatenwandlereingänge können Fehler $< 0,1\%$ erreicht werden.

Allerdings hat dieses Rechenverfahren den Nachteil, daß die Genauigkeit nur durch einen sehr hohen Schaltungsaufwand (vier Multiplizierer, zwei Diodenfunktionsgeber)

erreicht werden kann. Die Verwendung dieser Rechenanordnung erscheint deshalb nur dann sinnvoll, wenn die gebotene Genauigkeit voll ausgenutzt werden kann und wenn die Kosten sekundäre Bedeutung haben, wie dies zum Beispiel bei großen Präzisionsrechenanlagen der Fall ist.

Weiters muß als Nachteil die Tatsache erwähnt werden, daß der Rechner beim Einschalten oder bei Übersteuerung instabil werden kann.

Die Gleichung (2.1.2) ist nämlich nicht nur für einen einzigen Wert erfüllt, sondern auch für alle weiteren Winkel

$$\varphi_K = \varphi + K\pi. \quad K = 1, 2, 3 \dots$$

Es läßt sich zeigen, daß von allen Lösungen der Gleichung (2.1.2) nur diejenigen stabil sind, für die die Bedingung

$$\left[\frac{d F(\varphi)}{d \varphi} \right]_{\varphi_K} > 0 \quad (2.1.3)$$

erfüllt ist.

Der Rechner muß deshalb durch eine Rückholschaltung ergänzt werden, die den Ausgang des Regelverstärkers V_R automatisch auf Null setzt, sobald der Differentialausdruck in Gleichung (2.1.3) negativ wird.

2.2. Annäherung der arctan-Funktion durch eine Exponentialfunktion

Bei der Koordinatentransformation ist eine exakte Berechnung des Polarwinkels φ mit Hilfe der arctan-Funktion praktisch nicht möglich. Die Ursache dafür

liegt in dem unendlich großen Dynamikbereich, den der Quotient $\frac{y}{x}$ für einen Polarwinkel $0 < \varphi < 90^\circ$ zu überstreichen hat. Es gibt jedoch ein sehr einfaches Verfahren, bei dem der arctan durch eine Exponentialfunktion angenähert wird /34/.

Die Funktion

$$z = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\left(\frac{y}{x}\right)^a}{1 + \left(\frac{y}{x}\right)^a}, \quad a = 1,2125 \quad (2.2.1)$$

folgt im Bereich $0 \leq \frac{y}{x} \leq \frac{\pi}{2}$ mit sehr guter Genauigkeit der arctan-Funktion.

Den Fehlerverlauf der Näherung, aufgetragen über dem Polarwinkel φ , zeigt Bild 2.2.1.

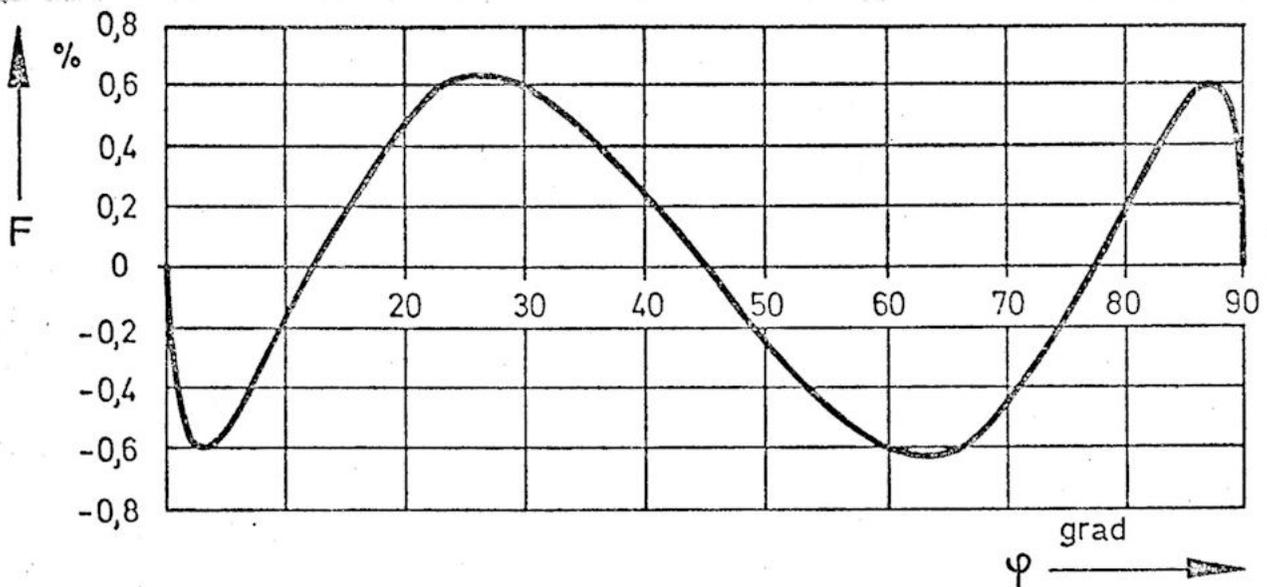


Bild 2.2.1: Fehlerverlauf der Näherungsfunktion

Da sowohl im Zähler als auch im Nenner von Gleichung (2.2.1) der Ausdruck $\left(\frac{y}{x}\right)^a$ steht, erfolgt die Darstellung der Funktion z am einfachsten in einer

Rechenschaltung mit Rückkopplungszweig. 1)

Das Bild 2.2.2 zeigt den Aufbau einer solchen Rechenanordnung.

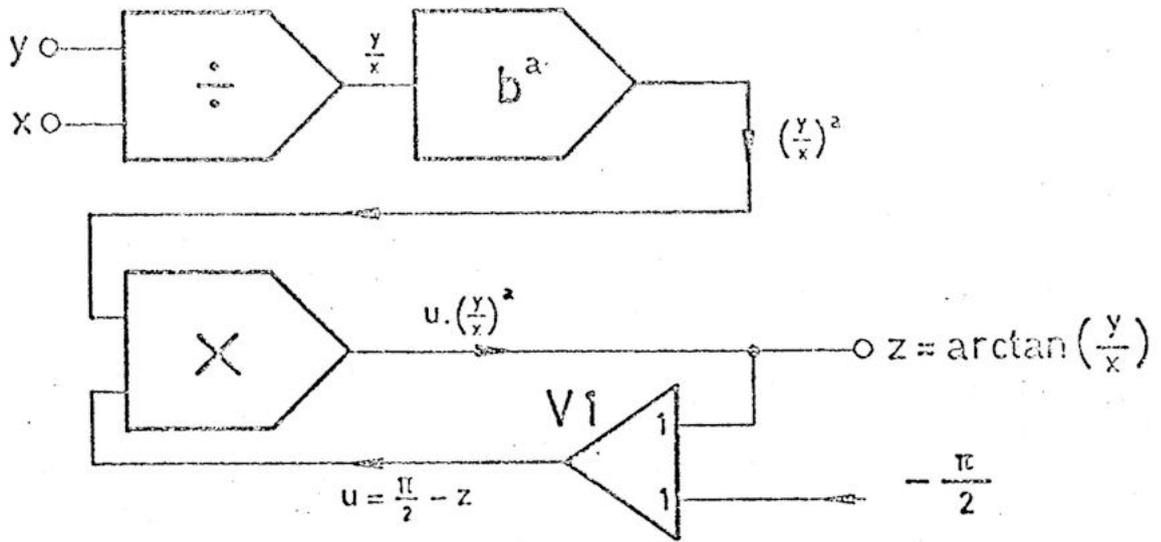


Bild 2.2.2: Implizierte Rechenschaltung zur Erzeugung einer Näherungsfunktion für den arctan

Die Schaltung arbeitet nach folgendem Prinzip:

Am Ausgang des Multiplizierers erscheint ein Signal

$$z = u \cdot \left(\frac{y}{x}\right)^a \quad (2.2.2)$$

Dieses Signal z wird von einer konstanten Größe subtrahiert:

$$u = \frac{\pi}{2} - z \quad (2.2.3)$$

1) Diese Schaltungen werden in der Literatur häufig auch als "implizite Rechenschaltungen" bezeichnet.

Einsetzen von u in Gleichung (2.2.2) liefert:

$$z = \left(\frac{\pi}{2} - z\right) \cdot \left(\frac{y}{x}\right)^a \quad \text{bzw.}$$

$$z \cdot \left[1 + \left(\frac{y}{x}\right)^a\right] = \frac{\pi}{2} \left(\frac{y}{x}\right)^a, \quad \text{und daraus}$$

folgt die gesuchte Beziehung

$$z = \frac{\pi}{2} \frac{\left(\frac{y}{x}\right)^a}{1 + \left(\frac{y}{x}\right)^a}$$

Der große Vorteil dieser Rechenschaltung liegt in ihrem einfachen Aufbau, wodurch sie besonders gut geeignet erscheint für die Verwendung als Rechner-Baugruppe in der Meßwertverarbeitung.

Es werden heute von mehreren Bauteile-Herstellern Module angeboten, die es erlauben, den Dividierer, den Exponentialfunktionsgeber und den Multiplizierer in Bild 2.2.2 durch einen einzigen Multifunktionsbaustein zu ersetzen /8/,/9/. Mit diesen Bausteinen lassen sich äußerst preisgünstige Rechenschaltungen mit relativ guter Genauigkeit herstellen. Bei einer praktisch erprobten Schaltung wurden für den Bereich $0 < \varphi < 90^\circ$ Fehler besser als 1 % gemessen.

Leider besitzen diese Rechenschaltungen auch eine Reihe von Nachteilen, die ihre Einsatzmöglichkeiten sehr stark einschränken:

- 1) Es können nur positive Eingangssignale verarbeitet werden, d. h. es können nur Winkel im 1. Quadranten berechnet werden.

- 2) Die Frequenzbandbreite ist sehr stark von der Höhe der Eingangsspannungen abhängig und sinkt sehr rasch mit kleiner werdenden Eingangssignalen /8/.
- 3) Wie alle Rechenanordnungen mit Rückkopplungs-
zweigen neigt auch die oben beschriebene Schaltung zum selbständigen Schwingen. Diese Schwingungen müssen durch geeignete Korrekturen des Frequenz-
ganges, z. B. durch Einfügen eines Tiefpaßfilters in den Rückkopplungszweig unterbunden werden.
In der praktisch erprobten Schaltung mußte ein RC-Filter mit einer Zeitkonstante $\tau = 2 \cdot 10^{-5}$ sec vor den Eingang des Summierers V1 (Bild 2.2.2) gelegt werden. Durch dieses RC-Glied wird jedoch die Frequenzbandbreite der Rechenschaltung noch weiter reduziert (- 0,5 dB Grenzfrequenz: 470 Hz).

3. Digitale Verfahren für die Umwandlung von kartesischen Koordinaten in Polarkoordinaten

3.1 Parallel arbeitendes Digitalrechenwerk mit Festwertspeichern als Funktionsgeber

Vergleicht man verschiedene analoge und digitale Rechenverfahren, so scheint für den Aufbau eines Koordinatenwandlers ein parallel arbeitendes Digitalrechenwerk am besten geeignet zu sein, weil es die Rechengeschwindigkeit der Analogtechnik mit den Vorteilen der Digitalrechner vereinigt, ohne daß jedoch die Nachteile der Analogrechenteknik, wie zum Beispiel Drift, schlechte Langzeitstabilität, begrenzte Rechengenauigkeit u.s.w. /40/, mit in Kauf genommen werden müssen. Trotzdem konnten bis vor kurzer Zeit parallel arbeitende Rechenwerke schon allein aus Kostengründen nicht in Erwägung gezogen werden.

Durch die technologischen Fortschritte bei der Herstellung schneller Festwertspeicher mit großer Kapazität gewinnt dieses Rechenverfahren jedoch immer mehr an Bedeutung. Ein Lösungsvorschlag für einen Koordinatenwandler, der nach diesem Prinzip arbeitet, soll deshalb im folgenden diskutiert werden.

Bild 3.1 zeigt das Blockschaltbild eines Koordinatenwandlers mit parallel arbeitendem digitalen Rechenwerk, wie es für die Verarbeitung mechanischer Meßgrößen verwendet werden könnte. Die in analoger Form zur Verfügung stehenden Eingangssignale x und y müssen zunächst in parallele Digitalzahlen x^* , y^* umgewandelt werden. Im Blockschaltbild sind vor den Analog-Digital-Wandlern noch zwei "Sample and Hold-Verstärker" eingezeichnet, die folgende Aufgabe zu erfüllen haben. Da die AD-Konverter eine bestimmte Zeit benötigen um das Eingangssignal zu digitalisieren, würde bei raschen Meßvorgängen

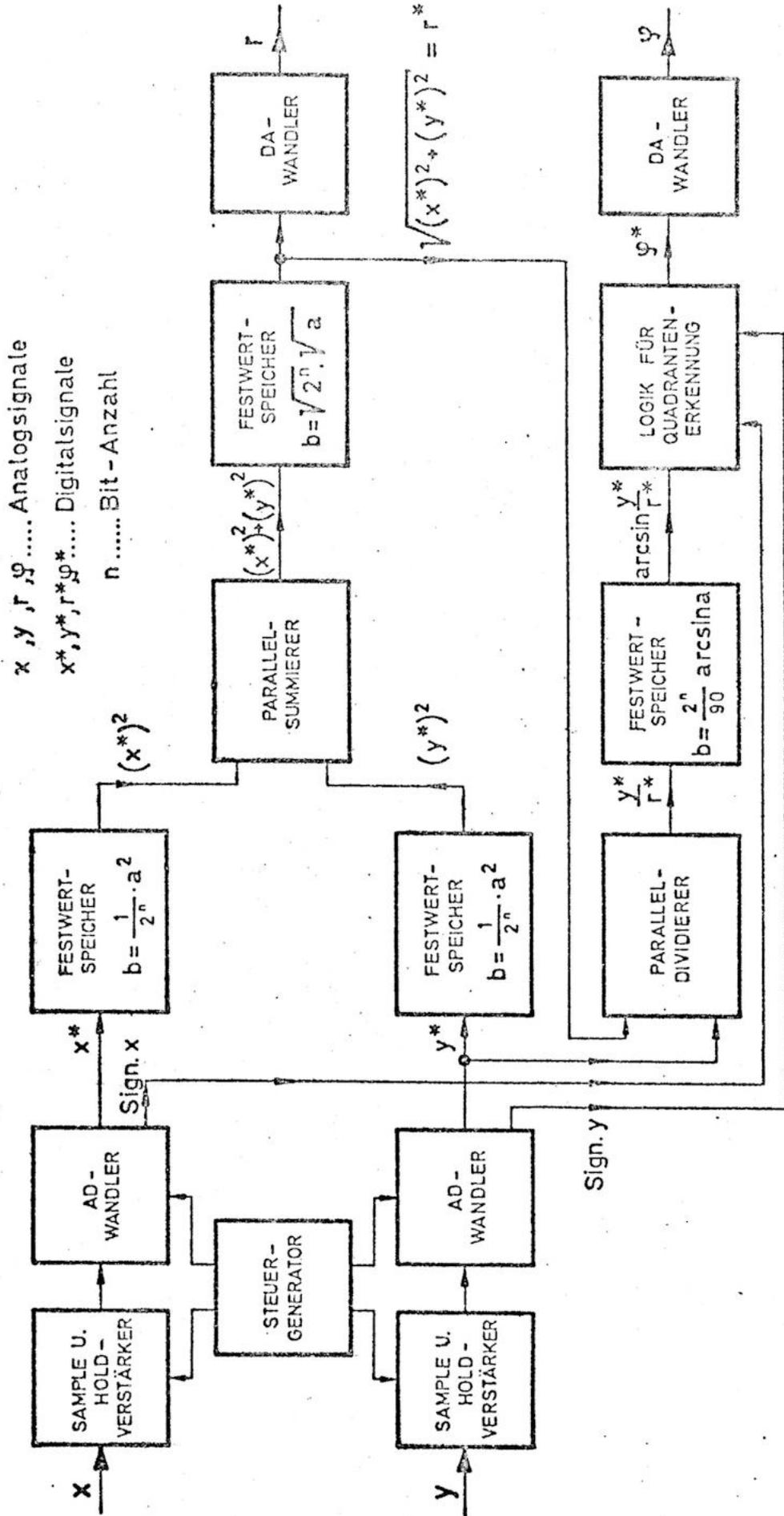


Bild 3.1: Blockschaltbild eines Koordinatenwandlers mit parallel arbeitendem Digitalrechenwerk und Festwertspeichern.

eine Änderung des Signalpegels während dieser Konversionszeit zu Umsetzfehlern führen. Die vorgeschalteten Sample and Hold-Verstärker übernehmen jedoch zu einem bestimmten Zeitpunkt das Meßsignal und halten es während der Konversionszeit konstant. Ist die Umsetzung beendet, erhält der SH-Verstärker erneut den Befehl, das Eingangssignal abzufragen.

Nach der Umsetzung der Eingangsgrößen erfolgt die weitere Berechnung der Polarkoordinaten in digitaler Form. Zur Erzeugung der nichtlinearen Funktionen (Quadrierer, Radizierer, inverse Winkelfunktion) werden Festwertspeicher verwendet, die als "elektronische Wertetafeln" arbeiten. Über die Adress-Eingänge der Speicher werden die Variablen eingegeben, die Speicherinhalte geben dann die dazugehörigen Funktionswerte wieder.

Der Speicherplatzbedarf n_S für eine derartige Funktionswerttabelle wird durch die gewünschte Auflösung und damit durch die verwendete Bit-Anzahl bestimmt. Für eine Wortlänge von n Bit sind $n \cdot 2^n$ Speicherzellen erforderlich:

$$n_S = n \cdot 2^n \quad (3.1)$$

Auch ein Dividierer-Rechenwerk kann mit Hilfe eines Festwertspeichers aufgebaut werden, wenn die Division auf das Produkt aus Dividend und dem Kehrwert des Divisors umgeformt wird. Die digitale Multiplikation wird dann zum Beispiel durch fortgesetzte Addition in einem Parallelrechenwerk ausgeführt, während die reziproken Werte des Divisors wieder einem Halbleiterspeicher entnommen werden.

Die auf diese Weise berechneten Polarkoordinaten r und φ werden durch zwei Digital-Analog-Wandler wieder in Analogsignale zurückverwandelt und können einem entsprechenden Registriergerät zugeführt werden.

Der größte Vorteil dieses Rechenverfahrens ist seine hohe Arbeitsgeschwindigkeit. Sie wird praktisch nur durch die Konversionszeit der Analog-Digital-Wandler bestimmt und liegt für handelsübliche Typen, je nach der Bit-Anzahl, im Bereich von einigen Mikrosekunden. Die Rechenzeit der Addierer (ca. 60 ns) und die Zugriffszeit der Speicher (ca. 50 ns bei TTL-Speichern) sind demgegenüber - auch wenn man beachtet, daß sich die Rechenzeiten der einzelnen arithmetischen Stufen addieren - zu vernachlässigen.

Als weiterer Vorteil kommt hinzu, daß für die Durchführung der Rechenoperationen keine Takt- und Steuersignale benötigt werden. Das Rechenwerk arbeitet also, ebenso wie im Analogrechner, in Echtzeit. Eine Abspeicherung von Ergebnissen zwischen den einzelnen Rechenschritten ist deshalb nicht erforderlich.

Der große Nachteil eines Koordinatenwandlers auf der Basis eines parallel arbeitenden Digitalrechenwerkes liegt in dem hohen erforderlichen Schaltungsaufwand - und damit verbunden - in den hohen Materialkosten. Diese werden einerseits durch die Datenwandler an den Eingängen und Ausgängen des Rechners verursacht und andererseits durch den großen Speicherbedarf, der nach Glg. (3.1) exponentiell mit der verwendeten Bit-Anzahl ansteigt.

Die erforderliche Bit-Anzahl richtet sich bei vorgegebener Genauigkeit des Rechenergebnisses in erster Linie nach dem Auflösungsvermögen der einzelnen Funktionstabellen. Dieses ist jedoch wegen der nicht-linearen Zusammenhänge zwischen den Variablen und ihren Funktionswerten und wegen der erforderlichen Skalierungsfaktoren wesentlich schlechter als das Auflösungsvermögen der AD-Wandler.

Bit Anzahl	Auflösung der AD-Wandler	minimales Auflösungsvermögen der Funktionstabellen			Speicherzellenbedarf eines Festwertspeichers $n_S = n \cdot 2^n$
		Quadrierer $b = \frac{1}{2^n} \cdot a^2$	Radizierer $b = \sqrt{2^n} \cdot \sqrt{a}$	arcsin-Funktionsgeber $b = \frac{2^n}{90} \cdot \arcsin a$	
8	0,39 %	0,78 %	6,25 %	5,63 %	$2,05 \cdot 10^3$
10	0,10 %	0,20 %	3,13 %	2,81 %	$1,02 \cdot 10^4$
12	0,024 %	0,049 %	1,56 %	1,41 %	$4,92 \cdot 10^4$
14	0,006 %	0,012 %	0,78 %	0,70 %	$2,29 \cdot 10^5$
16	0,0015 %	0,003 %	0,39 %	0,35 %	$1,05 \cdot 10^6$

Tabelle 3.1: Auflösungsvermögen der AD-Wandler und Funktionswerttabellen in Abhängigkeit von der Bit-Anzahl. (Die angegebenen %-Werte beziehen sich auf den Bereichs-Endwert).

In Tabelle 3.1 sind die theoretischen Werte in Abhängigkeit von der Bit-Anzahl zusammengestellt. Eine weitere Spalte in Tab. 3.1 gibt den benötigten Speicherplatzbedarf an.

Ist z. B. ein Auflösungsvermögen von 1 % gefordert, so ergibt sich daraus eine Wortlänge von 14 Bit. Für einen nach Bild 3.1 aufgebauten Koordinatenwandler wäre dann eine Gesamtspeicherkapazität von ca. 10^6 Speicherplätzen (bzw. 85 K-Bytes) erforderlich. Ein Festwertspeicher mit einer derart großen Speicherkapazität ist jedoch auch beim heutigen Entwicklungsstand mit so hohen Materialkosten verbunden, daß dieses Rechenverfahren nur in solchen Sonderfällen zur Anwendung gelangen wird, wo höchste Rechengeschwindigkeit verlangt werden muß.

Der erforderliche Speicherplatzbedarf läßt sich sehr stark reduzieren, wenn die nichtlinearen Funktionen durch lineare Interpolation erzeugt werden /30/. Es müssen dann nicht mehr alle für eine gewünschte Auflösung erforderlichen Funktionswerte abgespeichert werden, sondern nur mehr geeignet ausgewählte "Stützstellen" (Bild 3.2). Zur Ermittlung der einzelnen Funktionswerte wird die nachfolgende Interpolationsformel angewendet:

$$\bar{f}(x) = f(x_0) + (x-x_0) \frac{f(x_1) - f(x_0)}{x_1 - x_0} \quad (3.2)$$

Für die praktische Realisierung ist es bequemer, diese Gleichung in etwas abgewandelter Form zu verwenden:

$$\bar{f}(x) = f(x_0) + (x-x_0) \cdot \tan \alpha \quad (3.3)$$

mit

$$\tan \alpha = \frac{f(x_1) - f(x_0)}{x_1 - x_0} \quad (3.4)$$

Im Bild 3.3 ist das Blockschaltbild eines nach diesem Prinzip arbeitenden Funktionswertgebers dargestellt.

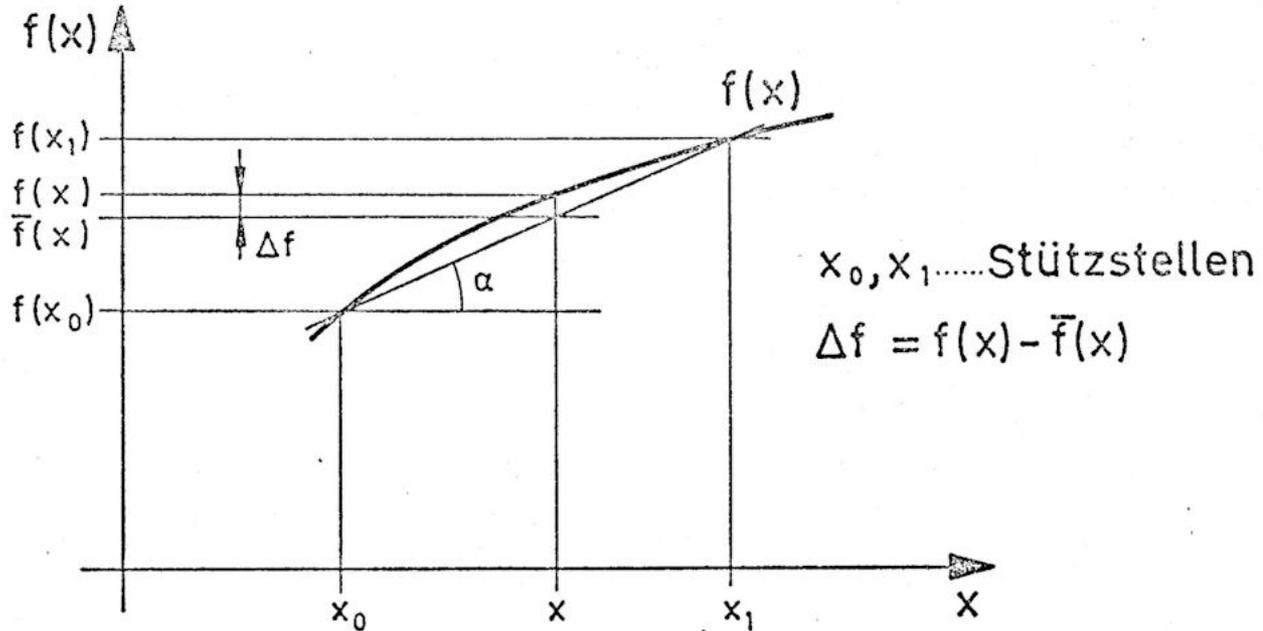


Bild 3.2: Lineare Interpolation

Der bei der Approximation auftretende Fehler

$$\Delta f = f(x) - \bar{f}(x) \quad (3.5)$$

kann durch die gewählte Anzahl der Stützstellen und durch die Optimierung ihrer Lage auf der Abszisse an die erforderliche Rechengenauigkeit angepaßt werden.

Dieses Verfahren erfordert zwar gegenüber dem erstgenannten eine wesentlich geringere Speicherkapazität, der Aufwand an Logikkomponenten (Multiplizierer, Subtrahierer usw.) ist jedoch wesentlich höher. Beide Verfahren unterscheiden sich deshalb in den Gesamtkosten nur unwesentlich.

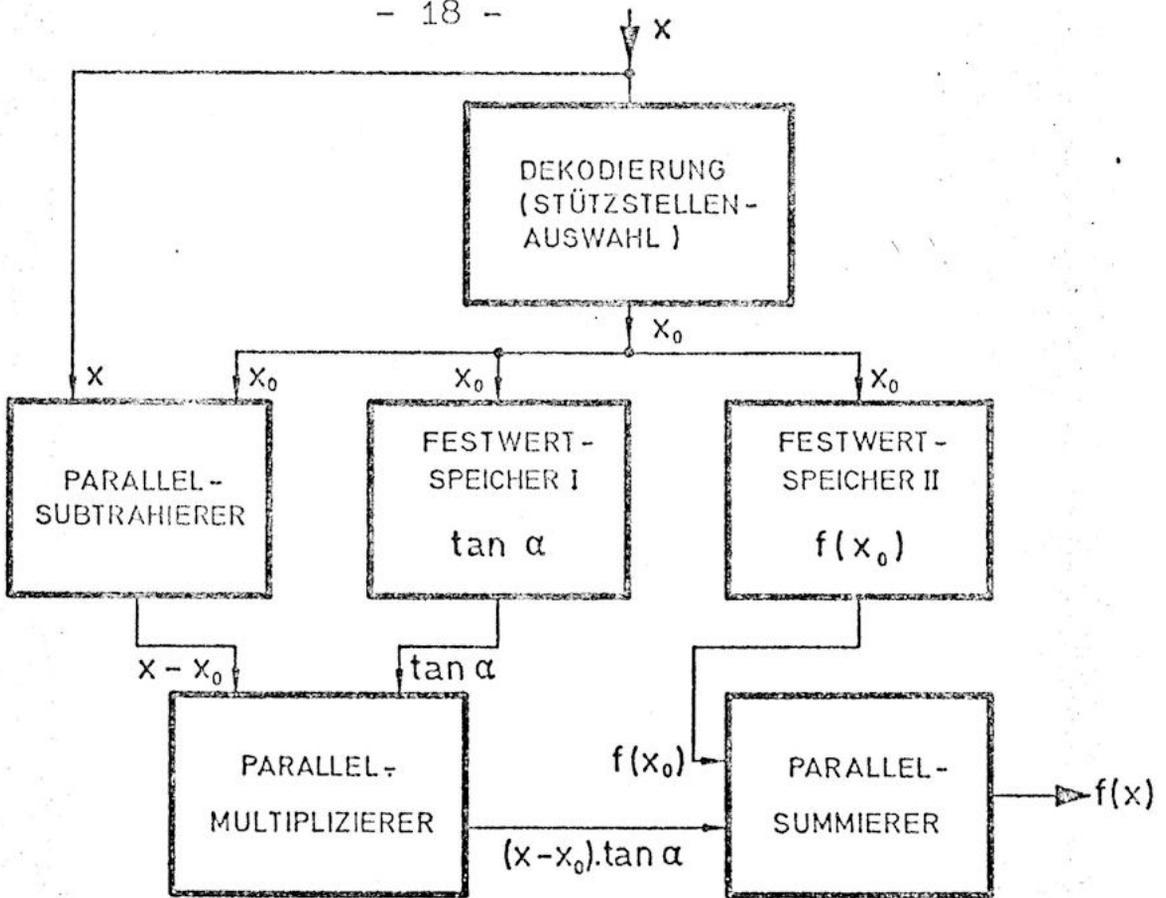


Bild 3.3: Blockschaltbild des Funktionswertgebers

3.2 Digital arbeitender Koordinatenwandler mit Mikroprozessor

Durch den Einsatz eines Mikroprozessors als Rechenelement ergibt sich eine weitere Möglichkeit, einen digital arbeitenden Koordinatenwandler aufzubauen.

Unter dem Ausdruck Mikroprozessor ist ein System aus einem oder mehreren LSI-Bausteinen zu verstehen, dessen Kern durch die sogenannte Zentraleinheit (CPU) gebildet wird. Diese Zentraleinheit beinhaltet im wesentlichen eine arithmetische Einheit, verschiedene Arbeitsregister und die Ablaufsteuerung. Um ein arbeitsfähiges System zu erhalten, muß die CPU-Einheit durch Programm- und Arbeitsspeicher und durch Ein-Ausgabeeinheiten ergänzt werden.

Es ist eine kennzeichnende Eigenschaft aller Mikroprozessor-Systeme, daß Programminstruktionen sequentiell ausgeführt werden, wodurch die Durchführung komplexer Berechnungen grundsätzlich langsamer

vor sich gehen muß als bei fest verdrahteten Logik-Netzwerken. Zusätzlich führt die sequentielle Arbeitsweise zu einer diskontinuierlichen Darstellung der Rechenergebnisse. Die Rechengeschwindigkeit eines Mikroprozessors ist deshalb das wichtigste Eignungskriterium, wenn er für die Meßwertverarbeitung dynamischer Vorgänge eingesetzt werden soll.

Im Gegensatz zum Analogrechner und zu parallel arbeitenden Digitalrechnern, wo die maximale Rechengeschwindigkeit für ein bestimmtes Problem relativ leicht abgeschätzt werden kann, ist das beim Mikroprozessor wesentlich schwieriger, weil hier die effektive Rechengeschwindigkeit durch das Zusammenwirken mehrerer Faktoren bestimmt wird. Es sind dies im wesentlichen:

- a) die maximale Taktfrequenz bzw. die kürzeste Zykluszeit
- b) die Leistungsfähigkeit des Instruktionssatzes eines Mikroprozessors
- c) die Anzahl der Speicher-Adressiermöglichkeiten
- d) die verwendete Herstellungstechnologie
- e) die Leistungsfähigkeit der Ein- und Ausgabeschaltkreise
- f) die zur Verfügung stehende Programmspeicherkapazität, durch die die anwendbare Software bestimmt wird.

Als Grundlage für die Abschätzung der erforderlichen minimalen Rechengeschwindigkeit eines Mikroprozessors werden die in Kap. 1 genannte maximale Signalfrequenz von 2 kHz und ein maximaler Rechenfehler von ca. 1 % angenommen. Zur Erzielung dieser Rechengenauigkeit müssen pro Periode des Eingangssignales mindestens

hundert Funktionswerte berechnet werden. Damit ergibt sich pro Funktionswert eine maximale Rechenzeit von ca. 5 μ s.

Im Vergleich dazu benötigt ein in MOS-Technologie hergestellter Standard-Mikroprozessor für die Durchführung einer Multiplikation zweier 8-Bit-Binärzahlen bis zu 1800 μ s /28/. Durch spezielle Berechnungsalgorithmen und durch Verwendung von bipolaren Bausteinen kann diese Zeit jedoch um bis zu drei Zehnerpotenzen herabgesetzt werden. Für die Gesamtrechenzeit einer Koordinatentransformation, bei der ja verschiedene Rechenvorgänge nacheinander ausgeführt und Zwischenergebnisse abgespeichert werden müssen, lassen diese Zahlenwerte jedoch erkennen, daß die oben genannte Zeit von 5 μ s nur sehr schwer erreichbar ist.

Neben dieser Tatsache muß beachtet werden, daß gerade der größte Vorteil eines Mikroprozessors, nämlich seine Flexibilität, bei einem "Einzweckrechner" wie ihn der Koordinatenwandler darstellt, überhaupt nicht genutzt wird.

Für die Durchführung komplexer Rechenvorgänge im Echtzeitbetrieb erscheint deshalb der Mikroprozessor auf seinem derzeitigen Entwicklungsstand noch wenig geeignet zu sein. Es muß jedoch erwähnt werden, daß gerade auf diesem Gebiet durch die Anwendung neuer Herstellungstechnologien und durch die Weiterentwicklung von teilweise bit-parallel arbeitenden Prozessoren ("Array-Processors") für die nahe Zukunft mit großen Fortschritten in bezug auf Rechengeschwindigkeit und Kostenaufwand gerechnet werden darf.

4. Realisierung eines neuen Koordinatenwandlers

4.1. Bildung des Vektor-Betrages

Die Rechenschaltung für die Berechnung des Vektor-Betrages r aus den Eingangskoordinaten x und y ist eine direkte Realisierung der Gleichung

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (4.1.1).$$

Sie weist keine schaltungstechnischen Besonderheiten auf. Im Bild 4.1.1 ist das Blockschaltbild des Rechners dargestellt.

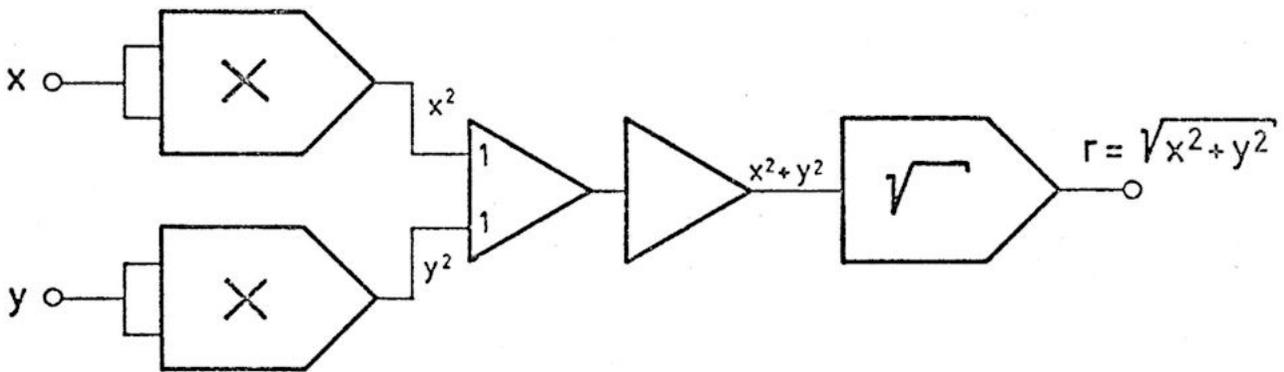


Bild 4.1.1

Die beiden Eingangsgrößen x und y werden zunächst in zwei Multipliziererstufen quadriert und die Quadrate dann in einer Addierstufe aufsummiert. Der nachfolgende Inverter gleicht die am Summierausgang auftretende Vorzeichenumkehr wieder aus. Als letzte Stufe folgt dann ein als Radizierer geschalteter Dividierer, der entsprechend der Gleichung (4.1.1) die Wurzel aus der Quadratsumme bildet.

Bei der Schaltungsauslegung für diesen Rechner muß beachtet werden, daß der Vektorbetrag r auch als Eingangsvariable für die Bestimmung des Polarinkels φ

benötigt wird. Es wird sich daher jeder Fehler bei der Berechnung von r auch im Gesamtfehler bei der Berechnung von φ auswirken. Aus diesem Grund wurden für die Quadrierer und für den Radizierer Präzisionsrechenbausteine verwendet.

4.2. Die Darstellung des Polarwinkels φ

4.2.1. Erzeugung einer Hilfsfunktion $f(\varphi)$

In dem folgenden Abschnitt der Arbeit soll eine neue Methode zur Berechnung des Polarwinkels untersucht werden, die es erlaubt, mit geringem Schaltungsaufwand eine sehr gute Rechengenauigkeit zu erreichen.

Das Verfahren beruht auf folgendem Grundgedanken:

Man verwendet für die Berechnung des Polarwinkels nicht, wie üblich, die Beziehungen

$$\varphi = \arctan \frac{Y}{X} \quad \text{oder} \quad \varphi = \arcsin \frac{Y}{r}$$

sondern bestimmt φ in zwei Schritten. Zunächst wird eine Hilfsfunktion $f(\varphi)$ berechnet:

$$f(\varphi) = \frac{\cos \varphi}{1 + \sin \varphi} \quad (4.2.1)$$

Die so gebildete Funktion $f(\varphi)$ wird in einem weiteren Rechenschritt durch eine zweite Hilfsfunktion $g(\varphi)$ linearisiert:

$$f(\varphi) \cdot g(\varphi) = K \cdot \varphi \quad (4.2.2)$$

K ... Maßstabsfaktor

Diese Methode bringt eine Reihe von Vorteilen mit sich:

- 1.) Die Funktion $f(\varphi)$ läßt sich sehr einfach und ohne die Verwendung teurer Winkelfunktionsgeber realisieren.

Nach Bild 2.1.1 ist nämlich

$$\cos \varphi = \frac{x}{r}$$

$$\sin \varphi = \frac{y}{r}$$

Somit erhält man aus Gleichung (4.2.1)

$$f(\varphi) = \frac{x}{r + y} \quad (4.2.3)$$

Die Bestimmung von $f(\varphi)$ kann also auf eine einfache Division zurückgeführt werden.

- 2.) Die Funktion $f(\varphi)$ besitzt nur eine sehr schwache Krümmung und ändert deshalb ihren

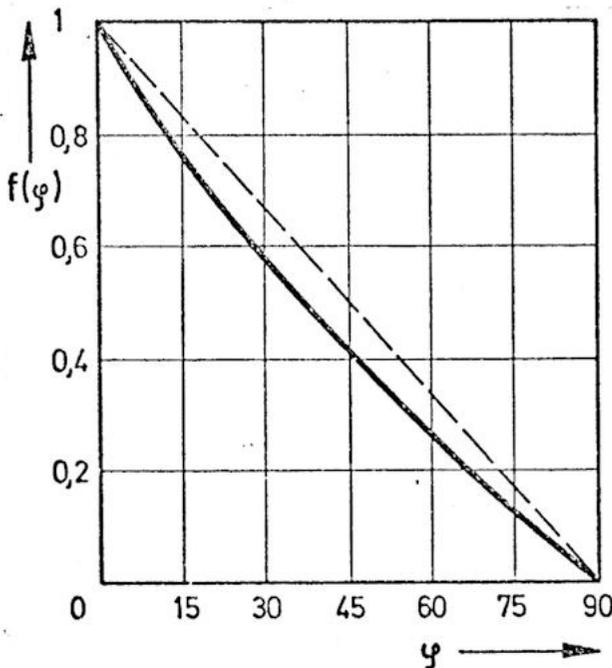


Bild 4.2.1:
Verlauf von $f(\varphi)$
im ersten Winkel-
quadranten

Wert nahezu proportional mit dem Polarwinkel φ . (Die maximale Abweichung von der Geraden beträgt etwa 8 %; siehe Bild 4.2.1). An die Korrekturschaltung für die Linearisierung von $f(\varphi)$ müssen deshalb keine hohen Anforderungen gestellt werden. Wie im nächsten Kapitel gezeigt werden wird, läßt sich diese Korrekturschaltung mit nur einer Operationsverstärkerstufe aufbauen.

- 3.) Wie aus Gleichung (4.2.1) zu ersehen ist, ist $f(\varphi)$ und damit auch die nachfolgende Korrekturfunktion $g(\varphi)$ unabhängig vom Absolutbetrag des Vektors bzw. unabhängig vom Betrag der Eingangsgrößen x und y . Die Korrekturschaltung ist daher immer optimal angesteuert, wodurch sich trotz eines einfachen schaltungstechnischen Aufbaues eine hohe Rechengenauigkeit erzielen läßt.

- 4.) Der Rechner für die Bestimmung von φ ist von seiner Struktur her eine Aneinanderreihung einzelner Rechnerstufen. Schwingungsneigungen, wie sie z. B. durch die Rückführungsschleifen der implizierten Schaltung nach Kapitel 2.2 entstehen, werden hier also von vornherein ausgeschaltet. Demzufolge tritt auch keine Reduzierung der Frequenzbandbreite durch schwingungsdämpfende Filterglieder auf.

Das Bild 4.2.2 zeigt das komplette Blockschaltbild des Rechners für den ersten Winkelquadranten ($x > 0, y > 0$). Im unteren Bildteil ist der Verlauf der Signalspannungen - aufgetragen über dem Winkel φ - dargestellt.

Das Diagramm a) zeigt die Ausgangsspannung des Dividierers, die der Funktion $f(\varphi)$ entspricht. Diese Spannung wird in der nachfolgenden Rechnerstufe linearisiert (Bild b)), Die Spannung u_2 wird anschließend noch invertiert und zu einer konstanten Größe $\frac{\pi}{2}$ addiert. Es ergibt sich dann der gewünschte Spannungsverlauf entsprechend Kurve c).

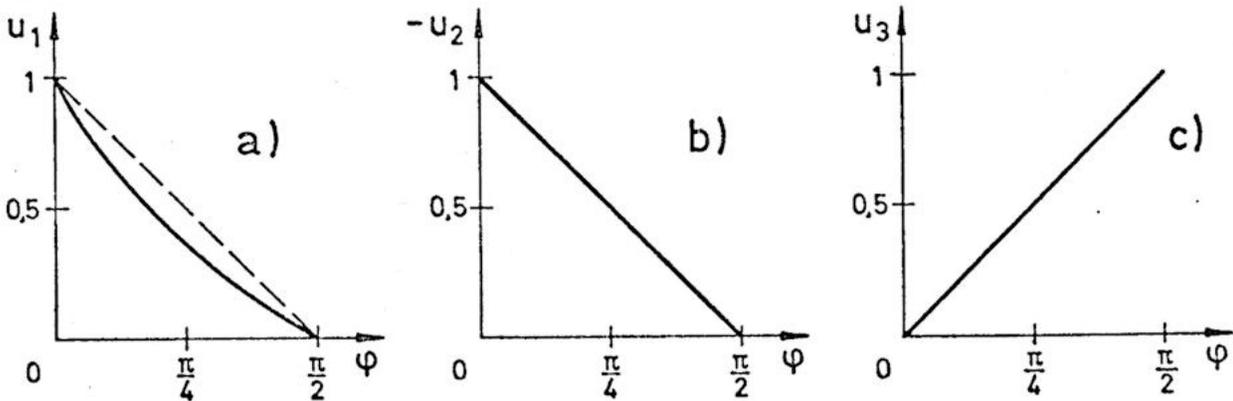
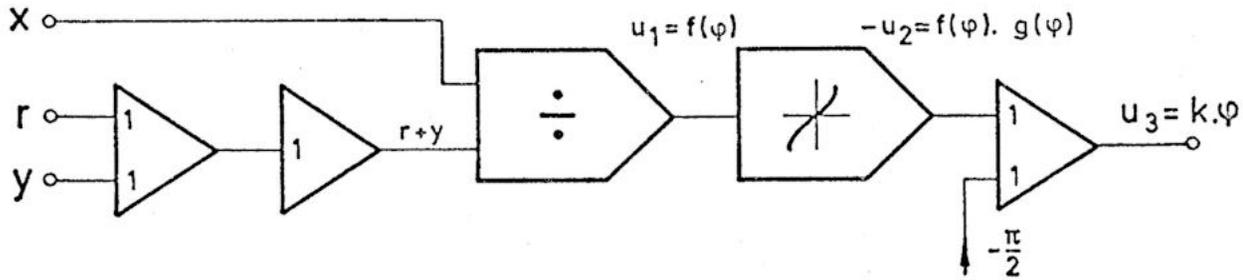


Bild 4.2.2: Blockschaltbild des Rechners für die Bestimmung des Polarwinkels φ .

4.2.2. Die Linearisierung von $f(\varphi)$

4.2.2.1. Der Varistor

Wie im nächsten Kapitel gezeigt werden soll, lassen sich mit spannungsabhängigen Widerständen (Varistoren) äußerst einfache Korrekturschaltungen zur Linearisierung der Hilfsfunktion $f(\varphi)$ aufbauen.

Die Einsatzmöglichkeit von Varistoren in der Analogrechen-technik ist seit langem bekannt. Schon vor zwanzig Jahren wurden in der Literatur eine Vielzahl von Rechenschaltungen wie Multiplizierer, Radizierer, Winkelfunktionsgeber u. s. w. angegeben, die mit Varistoren realisiert wurden /7/, /22/. Alle diese Schaltungen hatten jedoch gemeinsam, daß sie - bedingt durch die Spannungs-Stromcharakteristik der Varistoren - relativ hohe Betriebsspannungen von einigen hundert Volt erforderten, was allerdings bei den damals ausschließlich verwendeten Röhrenschaltungen durchaus kein Nachteil war. Durch die zunehmende Transistorisierung in der Analogrechen-technik und dem damit verbundenen Übergang zu geringeren Betriebsspannungen verloren Rechenschaltungen mit Varistoren trotz ihrer bestechenden Einfachheit immer mehr an Bedeutung.

Scheinbar erst durch die Erfordernisse der heutigen Konsumelektronik wurde die Halbleiterindustrie ange- regt, Varistortypen zu entwickeln, die auch bei niede- ren Betriebsspannungen arbeiten. Es stehen deshalb heute eine Anzahl von Typen zur Verfügung, die in dem bei Analogrechnern üblichen Arbeitsspannungsbereich von ± 10 V eingesetzt werden können /10/ .

Bevor jedoch auf die Schaltungstechnik eingegangen wird, sollen zunächst die Eigenschaften von Vari- storen näher betrachtet werden.

Varistoren sind Widerstände mit nichtlinearer Spannungs-Strom-Kennlinie. Die nichtlineare Charakteristik kann mit guter Näherung durch folgende Gleichung beschrieben werden:

$$U = K \cdot J^m \quad (4.2.4)$$

Darin ist U die am Varistor anliegende Spannung, J ist der Strom, der durch den Varistor fließt, K ist ein dimensionsbehafteter Proportionalitätsfaktor, der Exponent m charakterisiert die Nichtlinearität der Kennlinie.

Im Bild 4.2.3 ist durch die Kurve J der typische Verlauf einer Varistorkennlinie dargestellt.

Bei der Dimensionierung von Analogrechenschaltungen ist es jedoch oft bequemer, nicht mit Gleichung (4.2.4) zu rechnen, sondern direkt den spannungsabhängigen Widerstand des Varistors zu betrachten. Dieser Widerstand R_V kann aus der Gleichung (4.2.4) und dem ohm'schen Gesetz abgeleitet werden. Aus

$$U = K \cdot J^m \quad \text{folgt}$$

$$J = \sqrt[m]{\frac{U}{K}}, \quad \text{damit wird}$$

$$R_V = \frac{U}{J} = \frac{U}{\sqrt[m]{\frac{U}{K}}} = \sqrt[m]{(K \cdot U^{m-1})} \quad (4.2.5)$$

Ein typisches Beispiel für den spannungsabhängigen Widerstand eines Varistors zeigt die Kurve R_V in Bild 4.2.3.

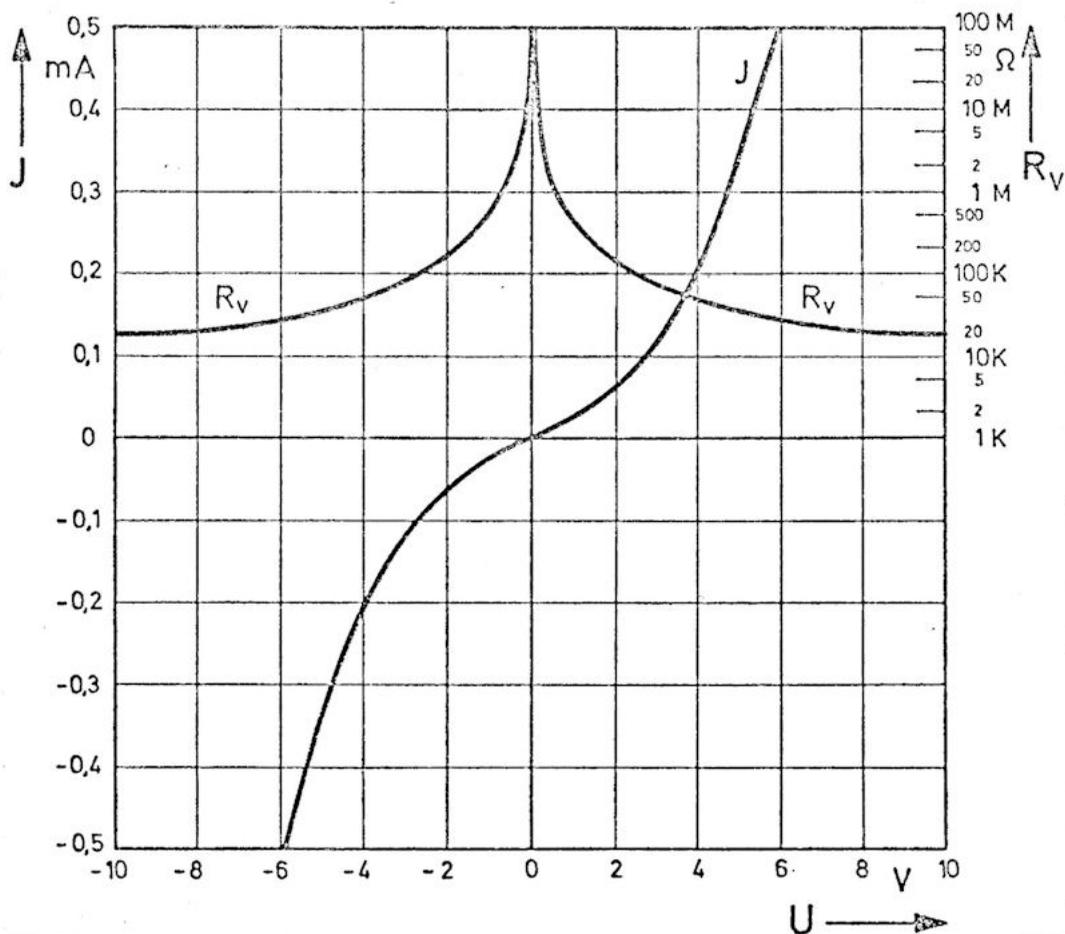


Bild 4.2.3: Strom- und Widerstandscharakteristik eines Varistors

4.2.2.2. Korrekturschaltungen mit Varistoren

Es ist ein naheliegender Gedanke, den Varistor als spannungsabhängigen Widerstand in den Eingangs- oder Rückführungszweig eines Operationsverstärkers einzufügen, um so verschiedene Funktionskurven nachzubilden.

Wie durch praktische Versuche bestätigt wurde, lassen sich mit nur vier verschiedenen Operationsverstärker-Grundsaltungen eine Vielzahl von Funktionen realisieren, wenn die Widerstandsparameter der Verstärkerschaltungen geeignet variiert werden bzw. wenn man mehrere Schaltungstypen miteinander kombiniert.

Die Bilder A 4.1 bis A 4.4 im Anhang zeigen die vier untersuchten Verstärkertypen mit ihren charakteristischen Kurvenscharen.

Betrachtet man nun als speziellen Fall die Linearisierung von $f(\varphi)$, so kann nach Bild 4.2.2 für die Eingangsspannung der gesuchten Korrekturschaltung angeschrieben werden:

$$U_1 = K_1 \cdot f(\varphi) = K_1 \frac{\cos \varphi}{1 + \sin \varphi} \quad (4.2.6)$$

K_1 ... Maßstabsfaktor

Für die Ausgangsspannung U_2 der Korrekturstufe wird entsprechend Bild 4.2.2 b) gefordert:

$$-U_2 = K_2 \cdot \left(1 - \frac{\varphi}{\frac{\pi}{2}}\right) \quad (4.2.7)$$

Aus den letzten beiden Gleichungen läßt sich demnach die gewünschte Korrekturfunktion $g(\varphi)$ definieren:

$$g(\varphi) = \frac{-U_2}{U_1} = \frac{K_2 \left(1 - \frac{\varphi}{\frac{\pi}{2}}\right)}{K_1 \frac{\cos \varphi}{1 + \sin \varphi}} = K_3 \frac{\left(1 - \frac{\varphi}{\frac{\pi}{2}}\right) (1 + \sin \varphi)}{\cos \varphi} \quad (4.2.8)$$

Die Funktion $g(\varphi)$ nimmt für $\varphi \rightarrow \frac{\pi}{2}$ die unbestimmte Form $\frac{0}{0}$ an. Zur Lösung der Gleichung wählt man den Ansatz:

$$g(\varphi) = \frac{h(\varphi)}{k(\varphi)} \quad (4.2.9)$$

Nach der Regel von l'Hospital /6/ gilt dann

$$\lim_{\varphi \rightarrow \frac{\pi}{2}} g(\varphi) = \lim_{\varphi \rightarrow \frac{\pi}{2}} \frac{h'(\varphi)}{k'(\varphi)} \quad (4.2.10)$$

Damit wird aus Gleichung (4.2.8)

$$\lim_{\varphi \rightarrow \frac{\pi}{2}} g(\varphi) = K_3 \frac{4}{\pi} \quad (4.2.11)$$

Für die praktische Realisierung der Korrekturfunktion $g(\varphi)$ ist es günstiger, die Ausgangsspannung U_2 nicht als Funktion von φ , sondern als Funktion der Eingangsspannung U_1 auszudrücken. Man erhält diesen Zusammenhang, wenn man Gleichung (4.2.6) in (4.2.7) einsetzt.

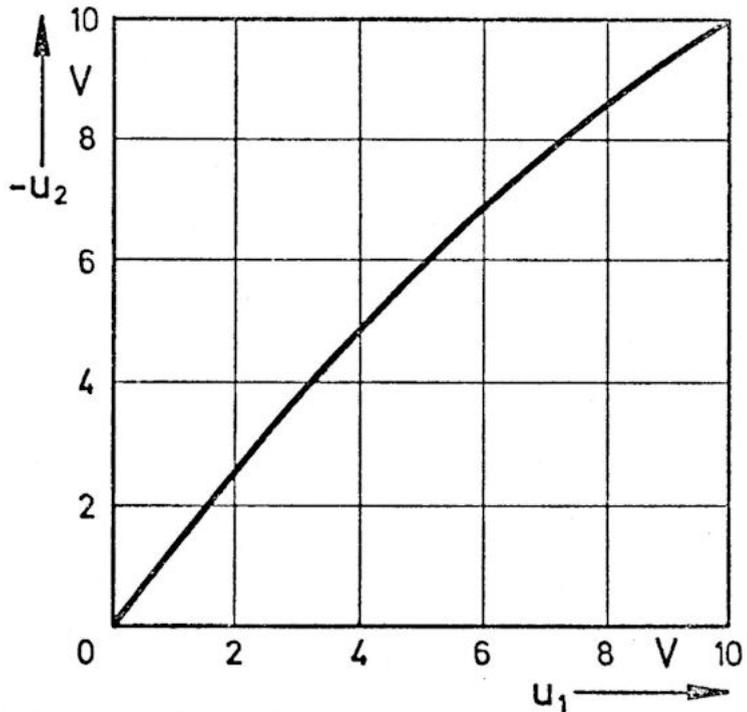


Bild 4.2.4: Abhängigkeit der Spannung U_2 von der Eingangsspannung U_1

Der Verlauf von $-U_2 = U_2(U_1)$ ist in Bild 4.2.4 dargestellt.

Vergleicht man Bild 4.2.4 mit den Bildern A4.1 bis A4.4 im Anhang, so ist zu erkennen, daß für eine

Korrekturschaltung am besten die Verstärkerschaltung Typ 4 geeignet ist. Sie wird hier noch einmal kurz skizziert.

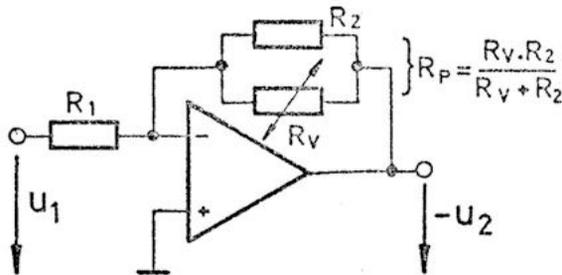


Bild 4.2.5:
Korrekturschaltung

Die Übertragungsfunktion dieser Verstärkerschaltung ist gegeben durch

$$g(\varphi) = \frac{-U_2}{U_1} = \frac{R_P}{R_1} \quad (4.2.12)$$

$$R_P = \frac{R_V \cdot R_2}{R_V + R_2} \quad (4.2.13)$$

In Verbindung mit Gleichung (4.2.8) erhält man daraus für das Verhältnis $\frac{R_P}{R_1}$:

$$\frac{R_P}{R_1} = \frac{\left(1 = \frac{\varphi}{\frac{\pi}{2}}\right) (1 + \sin \varphi)}{\cos \varphi} \quad (4.2.14)$$

(Der Faktor K_3 wurde gleich Eins gewählt, d. h.: einer Eingangsspannung $U_1 = 10$ V entspricht auch eine Ausgangsspannung $-U_2 = 10$ V).

Der Widerstand von R_P ist nicht konstant, sondern abhängig von der Spannung U_2 und indirekt auch vom Polarwinkel φ .

Für $\varphi = 0$ ($\hat{=} -U_2 = 10 \text{ V}$) folgt aus (4.2.14)

$$R_P^0 = R_1 \quad (4.2.15)$$

Für $\varphi = \frac{\pi}{2}$ folgt aus (4.2.11) und (4.2.14)

$$R_P^{\frac{\pi}{2}} = \frac{4}{\pi} \cdot R_1 \quad (4.2.16)$$

Aus der Gleichung (4.2.5) bzw. aus Bild 4.2.3 ist zu entnehmen, daß der Widerstand eines Varistors gegen ∞ geht, wenn die an ihm anliegende Spannung Null wird. Für $\varphi = \frac{\pi}{2}$, (d. h.: $-U_2 = 0$) ist der Widerstand R_P identisch mit R_2 . Es muß also nach Gleichung (4.2.16) gelten:

$$R_2 = \frac{4}{\pi} \cdot R_1 \quad (4.2.17)$$

Zur Bestimmung derjenigen Varistorkennwerte m und K , für welche die Funktion $g(\varphi)$ optimal angenähert wird, setzt man für φ einen weiteren Wert in Glg. (4.2.14) ein.

Es ergibt sich dann z. B. für $\varphi = \frac{\pi}{4}$:

$$R_P^{\frac{\pi}{4}} = 4,828 \cdot R_1 \quad (4.2.18)$$

Damit können aus den Gleichungen (4.2.5), (4.2.15), (4.2.17) und (4.2.18) die Werte von R_1 , R_2 , m , K berechnet werden, wobei eine der vier Größen frei wählbar bleibt.

4.2.3. Übergang auf Vierquadrantenbetrieb

Wie das Blockschaltbild, Bild 4.2.6, erkennen läßt, ist die beschriebene Rechenschaltung in etwas abgeänderter und erweiterter Form auch zur Berechnung des Polarwinkels φ in allen vier Winkelquadranten geeignet.

Abweichend vom Grundprinzip wird jetzt für die Bildung der Ersatzfunktion $f(\varphi)$ nicht mehr die Größe y , sondern ihr Absolutwert $|y|$ herangezogen:

$$f(\varphi) = \frac{x}{r + |y|} \quad (4.2.19)$$

Dadurch wird erreicht, daß am Divisoreingang der Dividiererstufe nur positive Spannungen auftreten. Somit benötigt man für die Quotientenbildung keinen Vierquadranten-Dividierer mehr, sondern kommt mit einem wesentlich billigeren handelsüblichen Zwei-quadranten-Dividierer aus.

Das Ausgangssignal des Dividierers läuft wieder durch eine Korrekturstufe, wird hier linearisiert und hierauf von einer konstanten Größe subtrahiert.

In der nachfolgenden Schaltstufe wird der Übergang von Vierquadrantenbetrieb auf Zweiquadrantenbetrieb, welcher vor der Dividiererstufe durchgeführt wurde, wieder rückgängig gemacht. Damit ist erreicht, daß die Ausgangsspannung nicht nur ihren Wert linear mit dem Polarwinkel ändert, sondern daß auch das Vorzeichen von φ berücksichtigt wird.

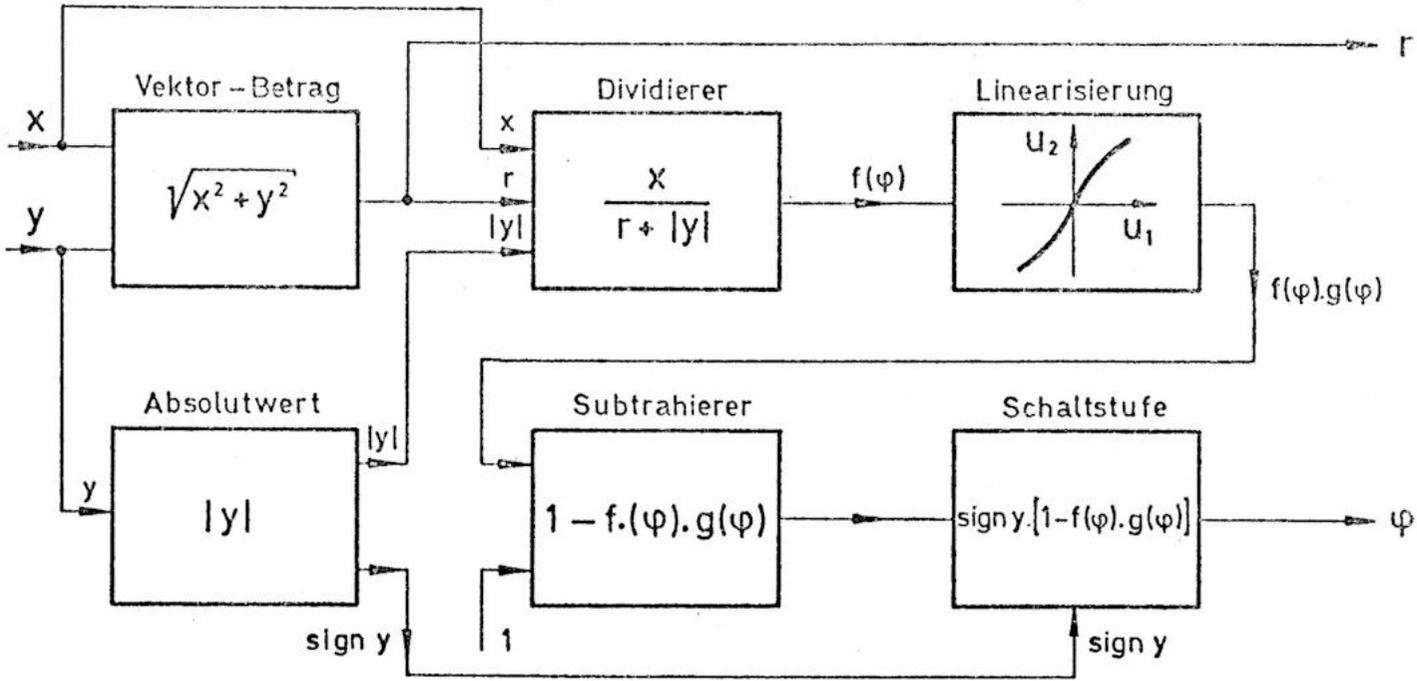


Bild 4.2.6: Blockschaltbild des Koordinatenwandlers für Vierquadrantenbetrieb

Zum besseren Verständnis der Arbeitsweise des Koordinatenwandlers sind im Bild 4.2.7 die Signalspannungen, die am Ausgang der einzelnen Rechnerstufen auftreten, zusammengestellt. Als Eingangssignale wurden hierfür zwei um 90° gegeneinander verschobene Sinussignale gewählt.

4.2.4 Praktische Schaltungsausführung

In den Bildern A 4.6 bis A 4.12 ist die Gesamtschaltung des Koordinatenwandlers dargestellt. Sie besteht im wesentlichen aus drei Hauptgruppen:

Rechenschaltung

Stromversorgung

Zusatzeinrichtungen zur Erhöhung der Rechengenauigkeit und des Bedienungskomforts

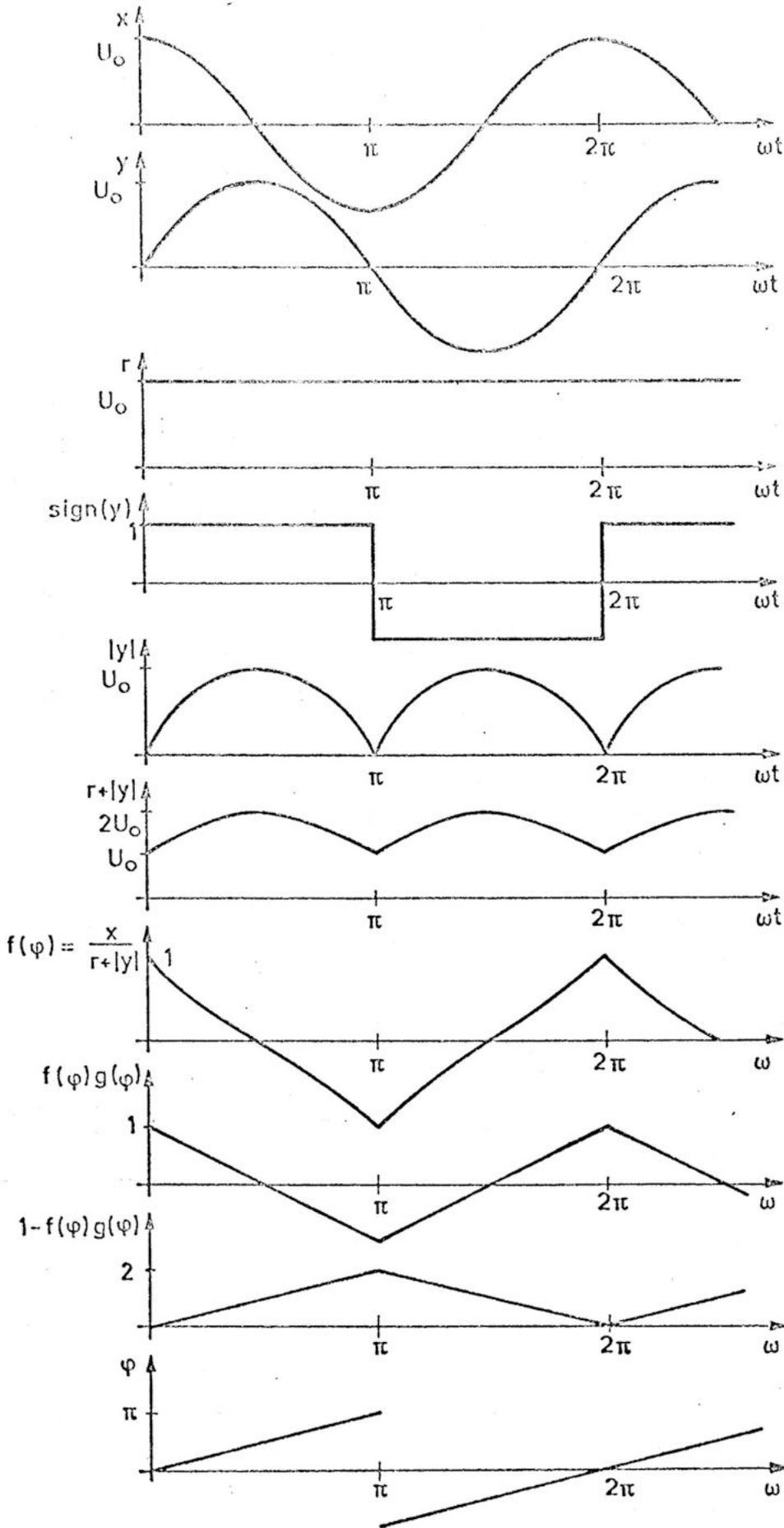


Bild 4.2.7.: Signale am Ausgang der einzelnen Rechnerstufen

Die Rechenschaltung entspricht dem Blockschaltbild 4.2.6. Die praktische Ausführung der Varistor-Linearisierungsschaltung zeigt das Bild A 4.8.

Zur Vermeidung von Rechenfehlern durch Schwankungen der Umgebungstemperatur werden der Varistor, die Quadrierer, der Radizierer und die Spannungsversorgungsbauteile auf einer konstanten Betriebstemperatur von ca. 45 °C gehalten. Für diesen Zweck wurde eine einfache aber sehr wirkungsvolle Thermostatschaltung entworfen: Ein als Zweipunktregler geschalteter Spannungsreglerbaustein (IC 307 in Bild A 4.7) vergleicht den temperaturabhängigen Spannungsabfall an einem NTK-Widerstand mit einer Konstantspannung. Durch den Ausgangsstrom des Reglers wird ein Leistungstransistor angesteuert. Dieser Transistor wirkt einerseits als Schalter für den Heizstrom und gleichzeitig auch durch die in ihm erzeugte Verlustleistung als Heizelement. Eine im Spannungsregler mitintegrierte Strombegrenzungsschaltung verhindert eine Überlastung des Leistungstransistors. Die erzeugte Wärme wird an einen kleinen Aluminiumblock abgegeben. In entsprechenden Bohrungen dieses Blockes sind die Gehäuse der Rechenbausteine, der Varistor und der als Temperaturfühler arbeitende NTK-Widerstand eingesteckt. Mit dieser einfachen Anordnung ist es möglich, die Temperatur der Bauteile auf $\pm 0,5$ °C konstant zu halten.

Große Bedeutung wurde der Auslegung der Stromversorgung beigemessen, da sie einen wichtigen Faktor für die Rechengenauigkeit und Langzeitstabilität darstellt. Es wurde deshalb für die Hauptbaugruppen des Rechners jeweils ein eigener Speisespannungsregler vorgesehen, der ebenso wie die Rechenelemente auf konstanter Temperatur gehalten wird.

Die Erzeugung der Referenzspannung des Quadrantenschalters (Bild A 4.8) erfolgt durch eine Spezialzenerdiode mit einem Temperaturkoeffizienten von $5 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$.

Zur Speisung der Signallampen und Thermostate wurde eine eigene, nicht stabilisierte Spannungsquelle mit getrennten Masseleitungen vorgesehen.

Der rationelle Einsatz des Koordinatenwandlers bei der Meßwertverarbeitung erfordert verschiedene Testmöglichkeiten zur Funktionskontrolle und zur Kalibrierung des Rechners in Verbindung mit den angeschlossenen Registriergeräten.

Zur dynamischen Funktionskontrolle können einem eingebauten Testsignalgenerator (Bild A 4.9) zwei um 90° phasenverschobene Sinusspannungen als Eingangssignale für den Koordinatenwandler entnommen werden. Nach Bild 4.2.7 erzeugt der Rechner für diese Eingangsgrößen als Ausgangssignal für den Vektor-Betrag eine Gleichspannung mit der Höhe $U_0/2$. (U_0 ist die Amplitude der Sinusspannungen; sie kann zwischen 0V und 10V eingestellt werden). Als Ausgangssignal für den Polarwinkel wird eine Rampenspannung erzeugt, wobei während einer Periode der Eingangssignale der gesamte Bereich des Polarwinkels von -180° bis $+180^{\circ}$ einmal durchlaufen wird. Mit Hilfe eines Oszillografen oder eines UV-Schreibers ist es damit leicht möglich, die Funktion des Rechners zu kontrollieren.

Zur Anpassung an die verschiedenen Schreibgeschwindigkeiten der Registriergeräte kann die Frequenz der Testsignale zwischen 8 Hz und 300 Hz umgeschaltet werden.

Zur Kalibrierung des Rechners und eines angeschlossenen Registriergerätes wurden zwei variable, bipolare Gleichspannungsquellen vorgesehen. Sie erlauben in Verbindung mit einem ebenfalls eingebauten Digitalvoltmeter die Vorgabe von genau definierten Eingangssignalen X und Y.

Als weitere Hilfseinrichtung besitzt der Rechner eine Überwachungsschaltung für Übersteuerung bzw. für schlechte Aussteuerung (Bild A 4.10). Überschreitet eines der beiden Eingangssignale den Maximalwert von $\pm 10,5$ V oder unterschreitet der Vektorbetrag einen vorwählbaren minimalen Spannungswert, so werden entsprechende Lämpchen zum Aufleuchten gebracht. Die minimale Leuchtdauer der Lämpchen wird durch zusätzliche Zeitglieder auf ca. 1 Sekunde festgelegt. Damit wird sichergestellt, daß auch bei sehr raschen Meßvorgängen eine falsche Aussteuerung des Rechners erkannt werden kann. Neben der optischen Anzeige steht an einem Hilfsausgang ein Kontrollsignal zur Verfügung, durch das der jeweilige Zustand der Überwachungsschaltung angezeigt wird.

Die mechanische Ausführung des Rechners zeigt Bild A 4.5. Die verschiedenen Baugruppen des Rechners wurden auf mehreren Steckkarten zusammengefaßt und auf einer gemeinsamen Grundplatine montiert. Diese kompakte Bauweise erlaubt es, den Koordinatenwandler zusammen mit der Stromversorgung und den Zusatzeinrichtungen in einem halben 19-Zoll-Normeinschub unterzubringen. Es ergibt sich dadurch ein sehr kleines Gerät, das leicht in eine Meßanlage eingefügt werden kann.

5. Rechengenauigkeit

5.1. Überblick über die zu erwartenden Fehler und Maßnahmen zur Erhöhung der Rechengenauigkeit

Bei elektronischen Rechenschaltungen unterscheidet man prinzipiell zwei Gruppen von Fehlereinflüssen:

statische Fehler (zeitunabhängige bzw. quasi-zeitunabhängige Fehler) und dynamische Fehler.

Zu den wichtigsten statischen Fehlern bei Operationsverstärkern, Dividierern, Quadrierern und Radizierern zählen:

Offsetspannungen und -ströme

Nichtlinearitäten der Übertragungsfunktion

Skalierungsfehler

Drifterscheinungen

Einflüsse durch Änderung der Umgebungstemperatur

Einflüsse durch Speisespannungsänderungen.

Zu den wichtigsten dynamischen Fehlern zählen:

Frequenzbandbreite

Impulsanstiegszeit (slewing-rate)

Rauschen.

Sollen diese Fehlereinflüsse (insbesondere die dynamischen) auf ein Minimum reduziert werden, so müssen sie bereits beim Schaltungsentwurf durch Auswahl der geeignetsten Bauteile berücksichtigt werden, wobei hier in den meisten Fällen ein Kompromiß zwischen erreichbarem Minimalfehler und Bauteilkosten geschlossen werden muß.

Die statischen Fehler können durch entsprechenden Abgleich (Offset, Nichtlinearität, Skalierungsfaktor), durch Verwendung gut stabilisierter Speisespannungsquellen und durch Einsatz von Thermostaten zur Konstanthaltung der Bauteiltemperatur noch zusätzlich weiter gesenkt werden.

In der Rechenschaltung für die Bestimmung des Polarwinkels φ treten neben den bereits erwähnten Fehlerquellen noch weitere auf, die durch den Varistor bzw. durch die mit ihm aufgebaute Korrekturschaltung hervorgerufen werden. Es sind dies im einzelnen:

- a) Unsymmetrie der Varistorkennlinie
- b) Temperaturabhängigkeit des Varistorkennwertes k
- c) Approximationsfehler bei der Annäherung der Linearisierungsfunktion $g(\varphi)$
- d) Einfluß der Luftfeuchtigkeit auf die Varistorkennwerte
- e) Alterungserscheinungen
- f) dynamische Trägheit des Varistors

Diese Fehlerquellen sollen im folgenden auf ihre Auswirkung auf die Rechengenauigkeit und auf Möglichkeiten ihrer Beseitigung untersucht werden.

zu a) : Unsymmetrie der Varistorkennlinie

Diese Unsymmetrie wird dadurch hervorgerufen, daß der Proportionalitätsfaktor k und der Exponent m in Gleichung (4.2.4) für positive und negative Spannungen etwas verschiedene Werte annehmen. Durch Selektion der Varistoren vor dem Einbau kann dieser Fehlereinfluß sehr stark herabgesetzt werden. Einen verbleibenden Restfehler bringt man dadurch zum Verschwinden, daß

man die Verstärkung der Linearisierungsschaltung für positive und negative Eingangsspannung geringfügig verschieden macht. Das erreicht man durch zusätzliches Einfügen einer Diode und eines Abgleichwiderstandes in den Rückführungskreis des Operationsverstärkers. (Die praktische Ausführung dieser Schaltung ist im Bild A4.8 wiedergegeben).

zu b) : Temperaturabhängigkeit des Proportionalitätsfaktors k

Während der Exponent m in Gleichung (4.2.4) praktisch von der Varistortemperatur unabhängig ist, ändert sich der Faktor k sehr stark.

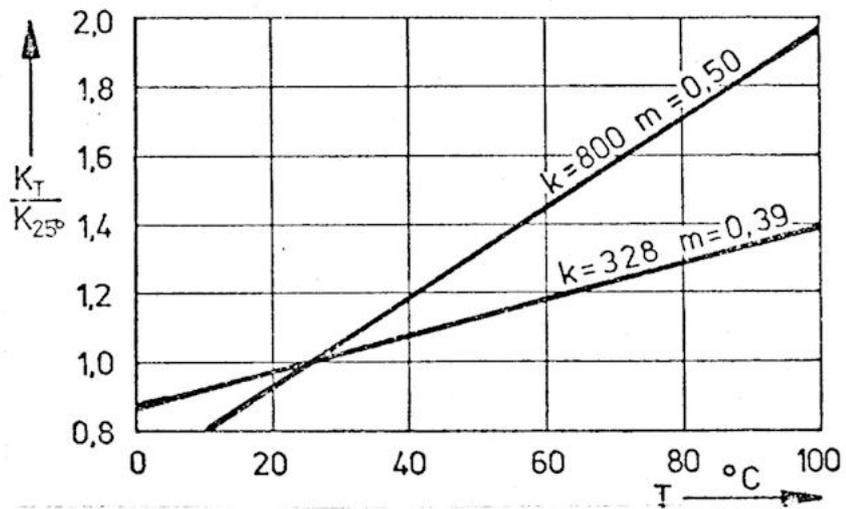


Bild 5.1

Das Bild 5.1 zeigt den Temperatureinfluß für zwei verschiedene Varistortypen.

Die durch diese Änderung des k -Faktors hervorgerufene Verstärkungsänderung wird, wie bereits in Kap. 4.2.4 erwähnt wurde, dadurch verhindert, daß der Varistor durch einen einfachen Thermostaten auf einer konstanten Temperatur von ca. 45° gehalten wird.

zu c) : Approximationsfehler bei der Annäherung der
Linearisierungsfunktion $g(\varphi)$

Wie in Kap. 4.2. beschrieben wurde, wird der theoretische Verlauf der Linearisierungsfunktion $g(\varphi)$ durch die Kennlinie der Korrekturschaltung nach Bild 4.2.5 angenähert. Durch geeignete Dimensionierung der Widerstände R_1 und R_2 in Bild 4.2.5 wird die Kennlinie allerdings nur in ihrem Anfangs- und Endpunkt exakt an den Sollwert angepaßt, während sich in Kurvenmitte eine Abweichung vom errechneten Verlauf von $g(\varphi)$ ergeben kann. Da die Funktion $g(\varphi)$ jedoch nur eine sehr schwache Krümmung aufweist, ist der durch diese Abweichung hervorgerufene Fehler von vornherein sehr klein und kann vernachlässigt werden. Theoretisch wäre es jedoch möglich, durch Hintereinanderschalten von zwei oder mehreren Korrekturschaltungen nach Bild 4.2.5 diesen Fehler noch weiter zu verringern.

zu d) : Einfluß der Luftfeuchtigkeit auf die Varistor -
kennwerte

Der Körper eines Varistors besteht aus gesintertem Siliziumkarbid, vermengt mit Bindemitteln wie Ton, Wasserglas oder Kunstharzen. Dieses poröse Sintermaterial zeigt hygroskopische Eigenschaften, wodurch die Varistorkennwerte durch die Luftfeuchtigkeit geringfügig beeinflusst werden.

Beim praktischen Aufbau des Koordinatenwandlers konnte der Einfluß der Luftfeuchtigkeit dadurch eliminiert werden, daß der Varistor in der Bohrung eines kleinen Aluminiumblockes eingekittet wurde. (Der Aluminiumblock wirkt zusammen mit einem Leistungstransistor gleichzeitig als "Heizkörper" des Thermostaten).

zu e) : Alterungserscheinungen

Varistoren neigen dazu, über lange Zeiträume ihre Kennwerte durch Alterungsvorgänge zu verändern. Auf diese Tatsache wurde in der einschlägigen Literatur wiederholt hingewiesen /27/, /31/.

Da vom Hersteller der für den Aufbau des Koordinatenwandlers verwendeten Varistortype keine Unterlagen über die Langzeitkonstanz dieser Bauelemente erhalten werden konnten, wurden eigene Untersuchungen durchgeführt. Zu diesem Zweck wurde bei 25 Stück Varistoren des gleichen Typs bei einer angelegten Spannung von 5 Volt der Strom gemessen und die Varistoren dann bei Zimmertemperatur zwölf Monate gelagert.

25 weitere Varistoren des gleichen Typs wurden einer Voralterung unterzogen, die darin bestand, daß die Varistoren in zehn Temperaturzyklen zunächst zwei Stunden auf 120 °C und hierauf zwei Stunden auf 20 °C gebracht wurden /27/, /31/. Nach einer Beruhigungszeit von 24 Stunden wurde bei 5 Volt der Varistorstrom gemessen und dann die Bauteile ebenfalls zwölf Monate gelagert.

Nach diesem Zeitraum wurde bei allen 50 Varistoren die Stromänderung ΔJ gegenüber den alten Werten ermittelt. Das Bild 5.2 zeigt anschaulich die Verbesserung der Langzeitstabilität durch den Voralterungsprozeß.

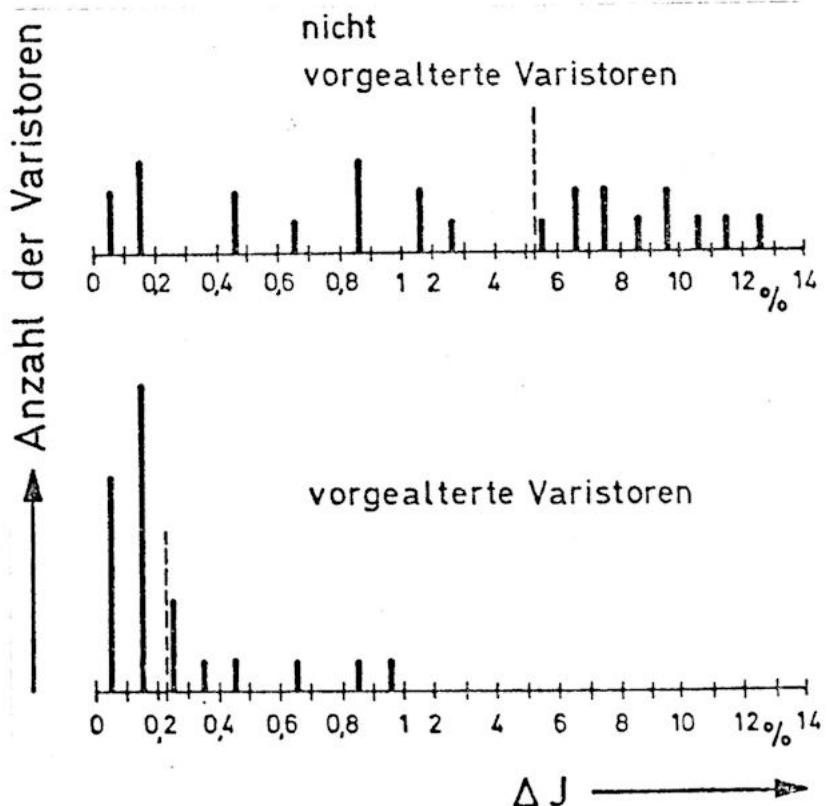


Bild 5.2:

(Um die Übersichtlichkeit zu vergrößern, wurde im Bild das Intervall zwischen 0 und 1 % stark gedehnt).

Während bei den nicht vorgealterten Varistoren die Änderung des Stromes im Mittel bei 5,3 % lag, sank die mittlere Änderung bei den vorgealterten Bauteilen auf 0,23 %.

zu f) : Dynamische Trägheit des Varistors

Legt man an einen Varistor eine Wechselspannung mit höherer Frequenz an, so tritt bei der Strom-Spannungs-Kennlinie eine Hysterese-Erscheinung auf, wie sie in Bild 5.3 durch die strichlierte Linie stark übertrieben

angedeutet wird. Die Ursache für diesen Effekt scheint noch nicht ganz erforscht zu sein, man findet jedenfalls in der Literatur ganz gegensätzliche Erklärungen dafür:

thermische Trägheitseffekte durch lokale Erwärmung der Kontaktstellen zwischen den einzelnen Siliziumkarbid-Kristallen oder die Ausbildung von Sperrschichtkapazitäten an den Berührungsstellen der Kristallspitzen /27/, /31/.

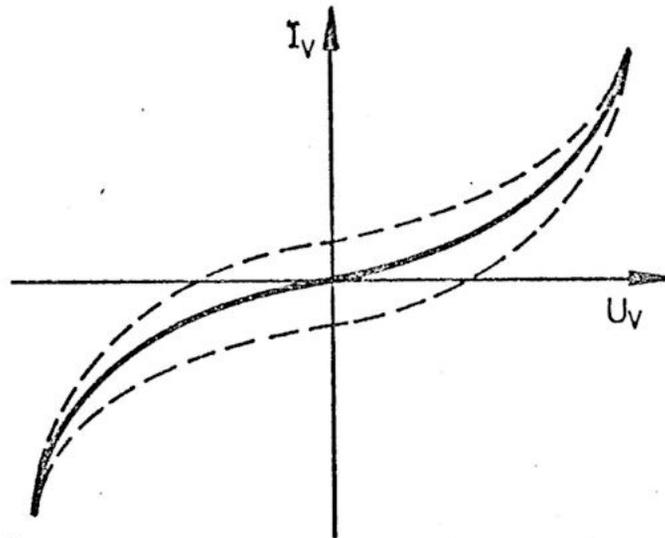


Bild 5.3

Zur Untersuchung des Einflusses dieser Hystereseerscheinung auf die Rechengenauigkeit des Koordinatenwandlers wurde mit Hilfe eines Kathodenstrahloszillografen die Spannungs-Stromcharakteristik verschiedener

Varistortypen in Abhängigkeit von der Frequenz aufgenommen. Diese Versuche brachten folgende Ergebnisse:

- 1) Bei gleicher Signalfrequenz ist der Hystereseeffekt bei niederohmigen Varistortypen wesentlich schwächer als bei hochohmigen Typen.
- 2) Bei dem im Koordinatenwandler verwendeten Varistor (Philips, Type 2322 565 90004) tritt der Hystereseeffekt erst bei Frequenzen über 2,5 kHz auf. Die Verbreiterung der Hysteresekurve nimmt dann stetig bis zu einer Frequenz von ca. 50 kHz zu und bleibt dann annähernd konstant. Steigert man die Signalfrequenz noch weiter, so nimmt die Krümmung der Strom-Spannungskennlinie immer mehr ab. Der Varistor erhält also zunehmend einen ohmschen Charakter.
- 3) Schaltet man parallel zum Varistor einen Widerstand - wie dies bei der Linearisierungsschaltung nach Bild 4.2.5 der Fall ist - so wird der Hystereseeffekt sehr stark abgeschwächt. Er kann deshalb im Arbeitsbereich des Koordinatenwandlers von 0 bis 2 kHz vollkommen vernachlässigt werden.

5.2. Messung der statischen und dynamischen Fehler des Koordinatenwandlers

5.2.1. Statische Fehler

Zur Bestimmung der Rechengenauigkeit des Koordinatenwandlers wurde über den gesamten Spannungsbereich der Eingangsgröße x und y ein dichtes Netz von Meßpunkten gelegt. Für jeden dieser Punkte wurde der

Vektorbetrag r und der Polarwinkel φ ermittelt und mit den theoretischen Sollwerten verglichen.

Durch Verbinden aller Punkte mit gleichem Rechenfehler erhält man die Fehlerkurven in den Bildern 5.5 und 5.6.

Es zeigt sich, daß für Eingangsspannungen größer als 0,5 V der maximale Rechenfehler für den Vektorbetrag bei 0,4 % liegt und für den Polarwinkel bei 0,7 %.

5.2.2. Dynamische Fehler

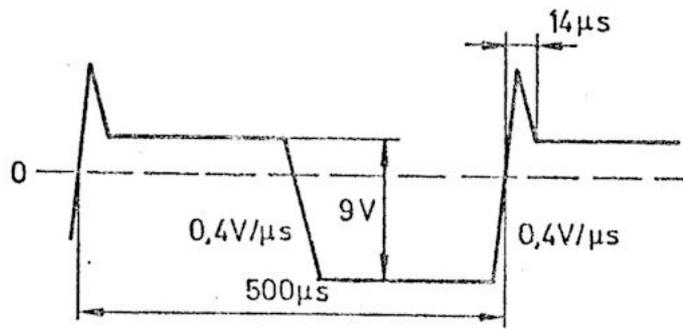
Im Bild 5.7 ist der Frequenzgang des Vektorbetrag-Rechners für sinusförmige Eingangsspannungen dargestellt. Bild 5.8 zeigt den Phasengang dieser Rechnerstufe.

Die Angabe des Phasenganges des Polarwinkel-Rechners hat nur geringe Aussagekraft, da die dynamischen Rechenfehler hier in erster Linie durch die Schaltzeiten des Absolutwertbildners und durch die Impulsanstiegszeit der Verstärker hervorgerufen werden.

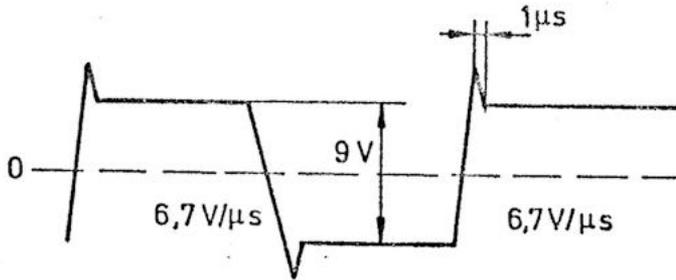
Zur Bestimmung dieses Fehlers wurde an den Rechner Eingang ein Rechtecksignal mit sehr steilen Impulsflanken angelegt.

Das Bild 5.4 zeigt die Anstiegszeiten der Spannung U für verschiedene Eingangsspannungen.

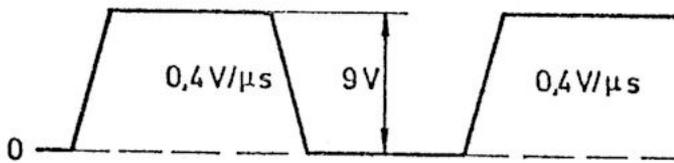
Die kurzen Spitzen während der Umschaltphase entstehen dadurch, daß der Absolutwertbildner etwas langsamer schaltet als der Dividierer und der Linearisierungsverstärker.



$x = y =$ Rechteckspannung, $20 V_{SS}$
2 kHz



$x = 0$
 $y =$ Rechteckspannung, $20 V_{SS}$
2 kHz



$x =$ Rechteckspannung, $20 V_{SS}$
2 kHz
 $y = 0$

Bild 5.4: Anstiegszeiten der Ausgangsspannung U_{φ}

5.2.3. Rauschen

In der nachfolgenden Tabelle sind die Rauschanteile der Spannungen U_r und U_{φ} für verschiedene Eingangsspannungen zusammengestellt:

U_x	U_y	U_r	U_{φ}
V	V	m V_{SS}	m V_{SS}
0	0	20	-
0,5	0,5	8	20
1	1	6	5
10	0	1	1
0	10	1	0,3
10	10	0,2	0,2

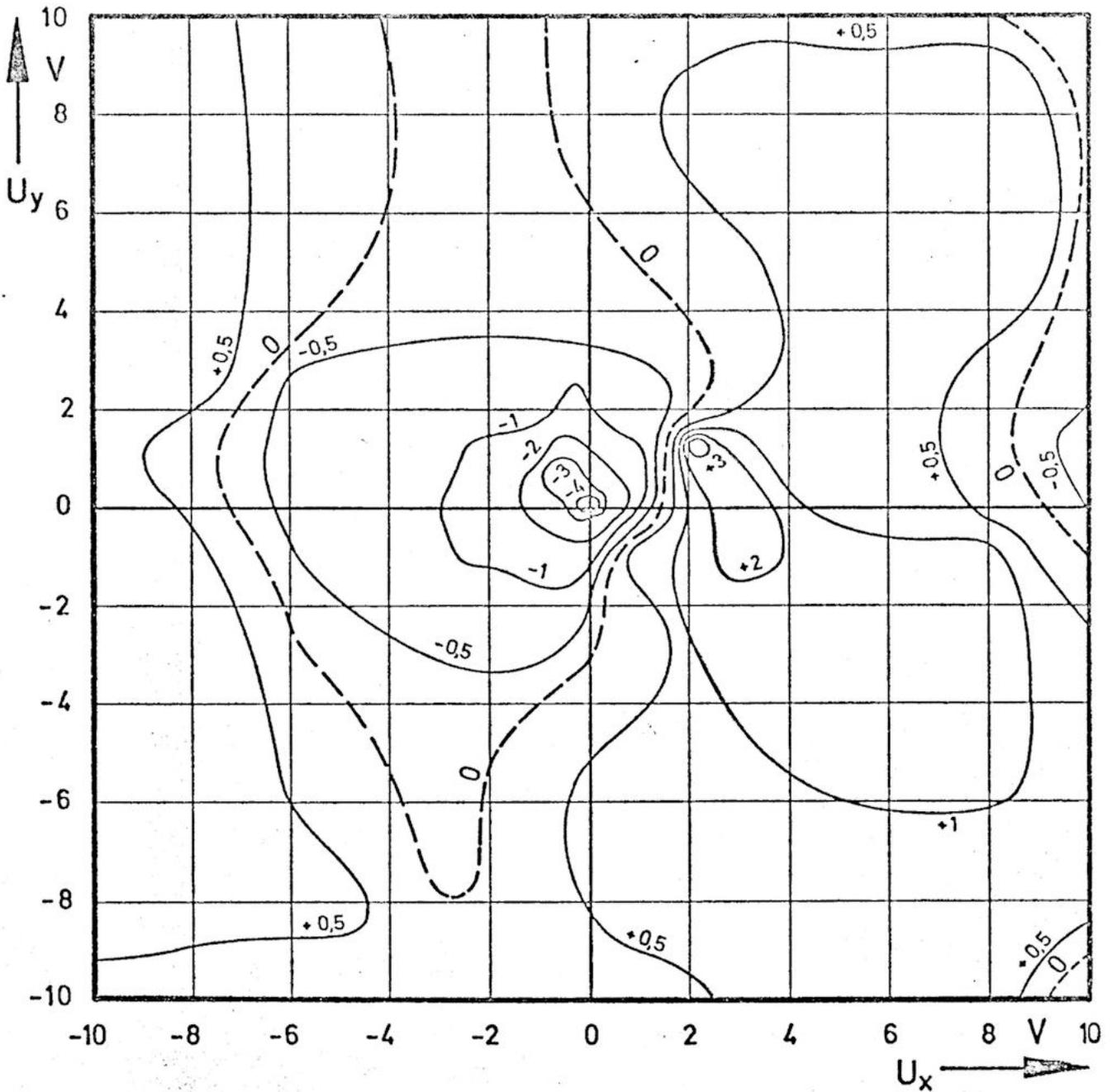


Bild 5.5: Rechenschaltung für den Vektorbetrag r ;
Rechenfehler (Promille) in Abhängigkeit von
den Eingangsspannungen U_x und U_y , bezogen
auf den Endwert ($U_r \text{ max} = 10,00 \text{ V}$).

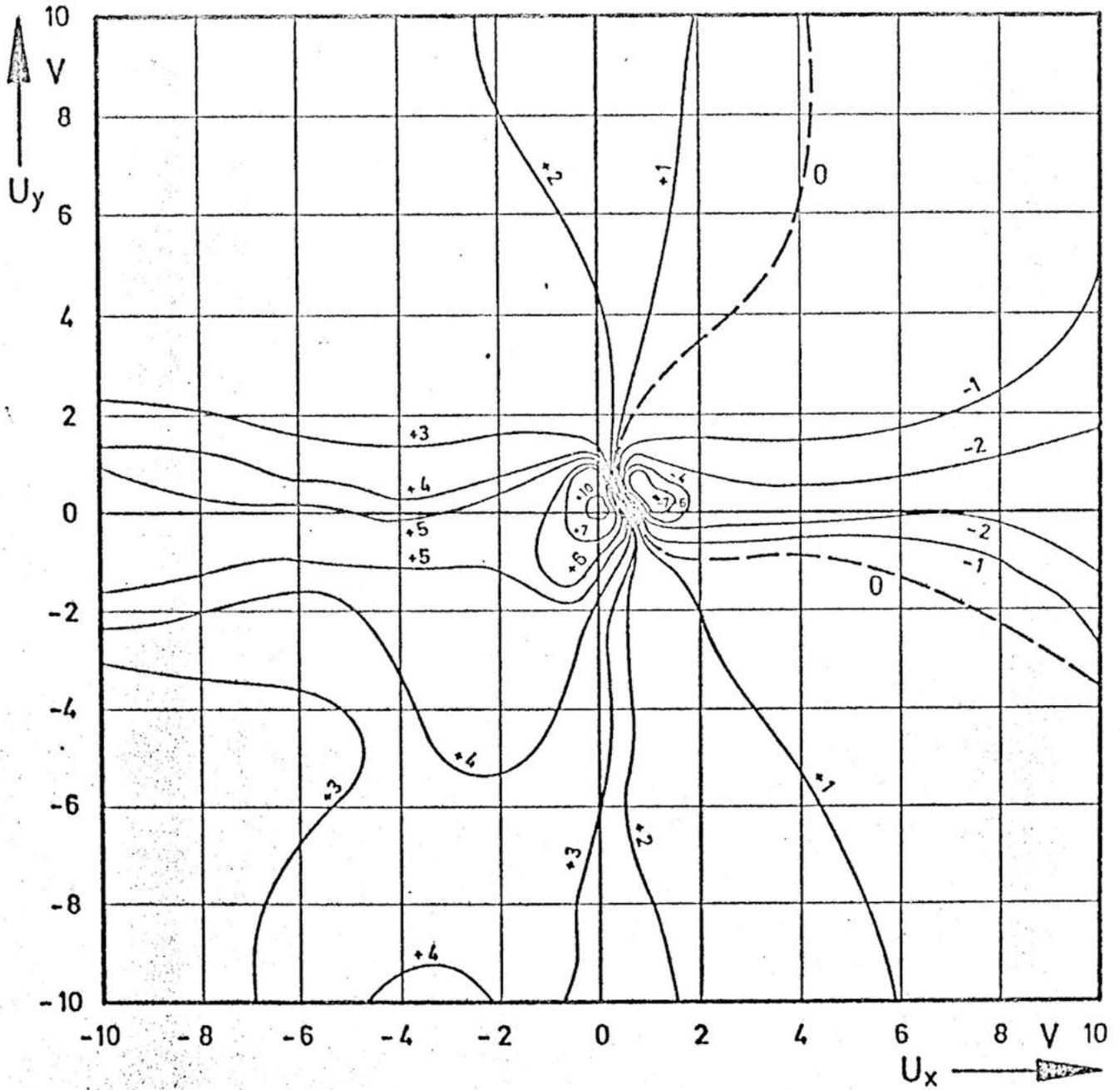


Bild 5.6: Rechenschaltung für den Polarwinkel φ ;
Rechenfehler (Promille) in Abhängigkeit
von den Eingangsspannungen U_x und U_y , be-
zogen auf den Endwert ($U_{\varphi\max} = \pm 9,00$ V).

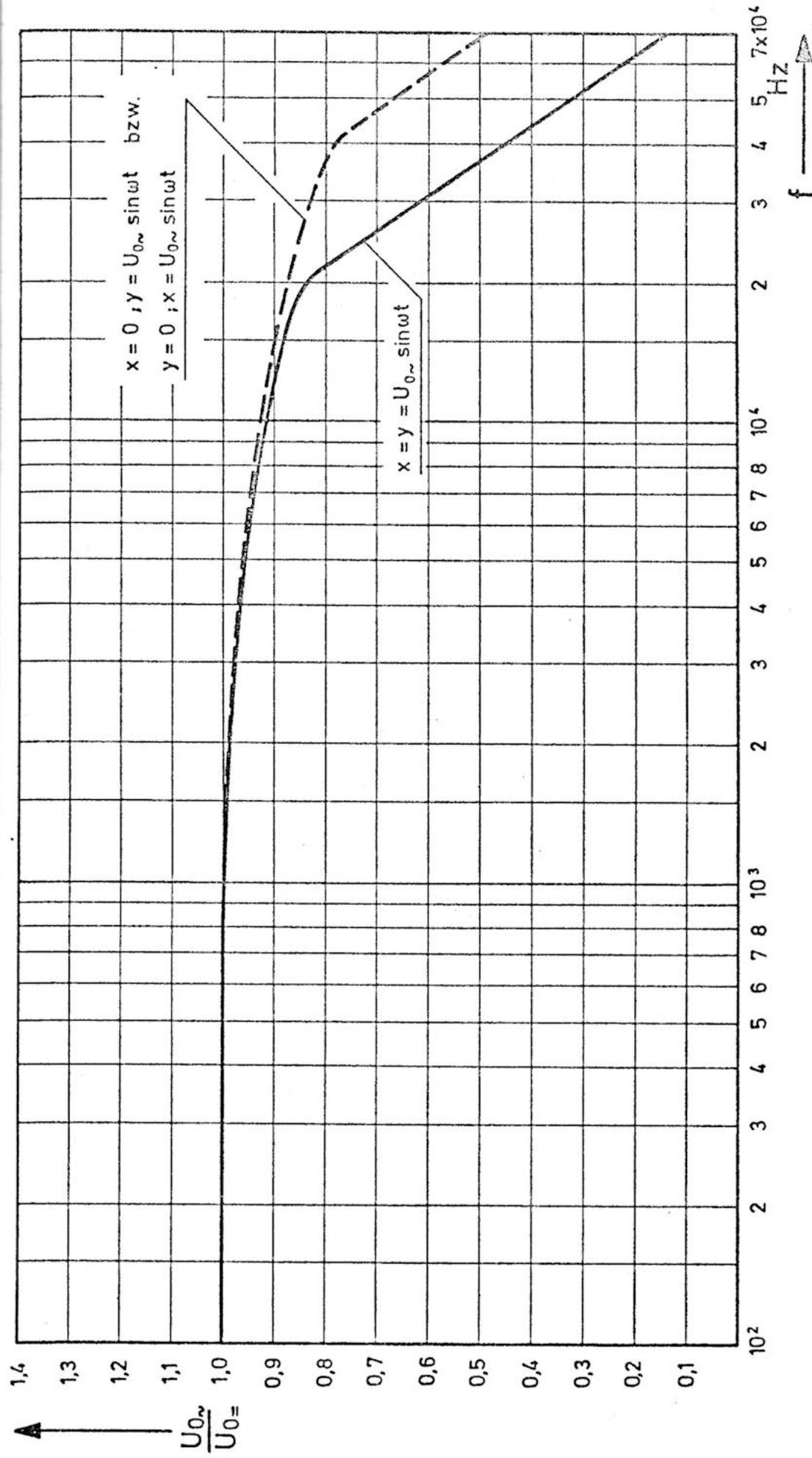


Bild 5.7: Frequenzgang des Vektorbetrag-Rechners

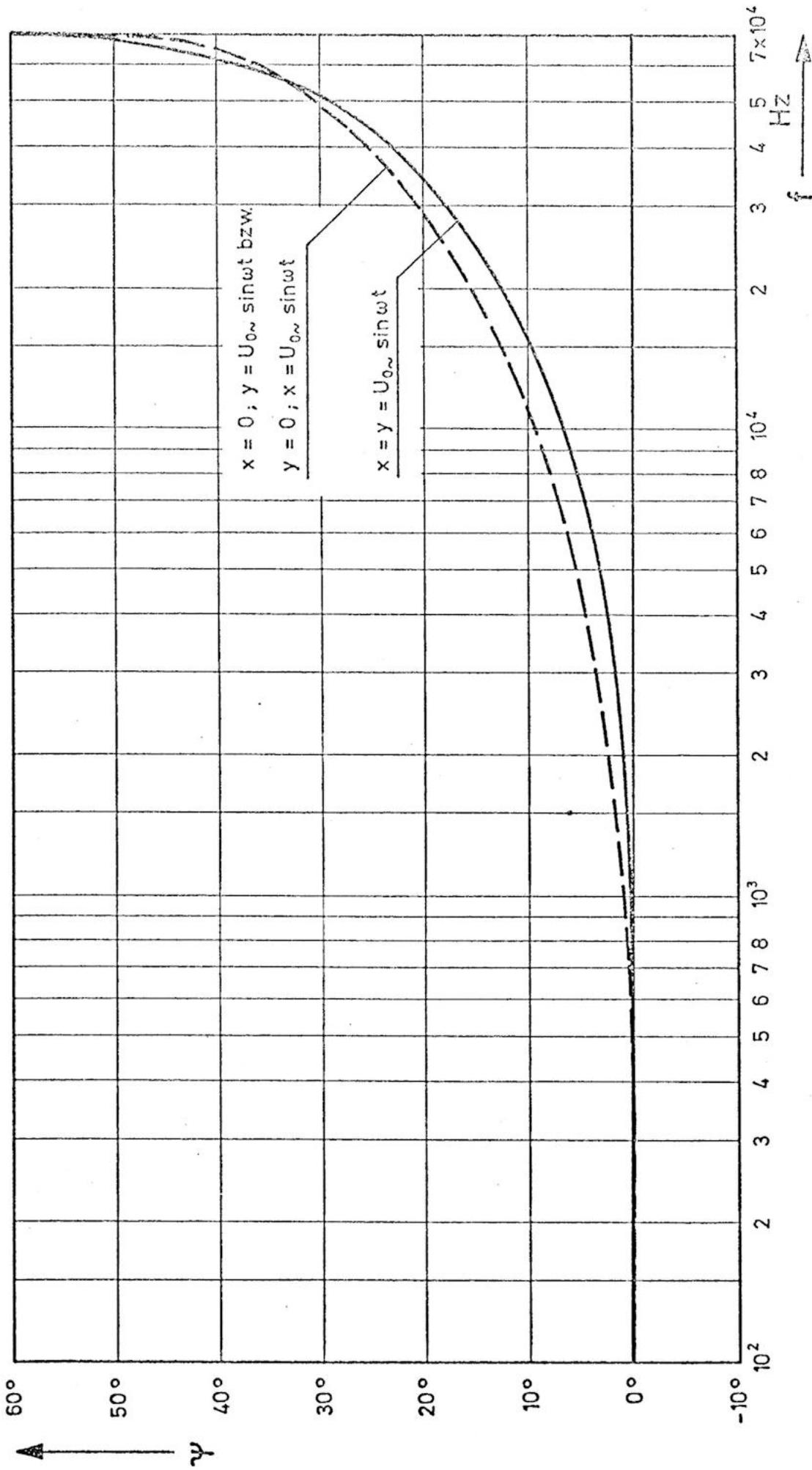


Bild 5.8: Phasengang des Vektorbetrag-Rechners

6. Gegenüberstellung der einzelnen beschriebenen

Koordinatenwandlertypen

Will man die Einsatzmöglichkeiten, Vor- und Nachteile des in dieser Arbeit beschriebenen Koordinatenwandlers den anderen hier erwähnten analogen und digitalen Verfahren gegenüberstellen, so müssen zunächst solche Vergleichskriterien gesucht werden, die möglichst für alle Rechenverfahren gemeinsam verwendet werden können.

In der nachfolgenden tabellarischen Übersicht wird eine Gegenüberstellung der Eigenschaften aller erwähnten Rechnertypen durchgeführt. Zusätzlich zu den rein auf die Rechenverfahren bezogenen Kriterien wurden in die Vergleichstabelle als weitere Merkmale auch noch die Größenordnung der Gerätekosten und die Wartungsfreundlichkeit aufgenommen, weil sie für viele Anwendungsfälle zwei nicht unwesentliche Auswahlparameter darstellen.

Auf die Angabe konkreter Zahlenwerte, z. B. für die Rechengeschwindigkeit oder die Rechnerkosten, wurde verzichtet. Diese Werte sind einerseits sehr gerätespezifisch und andererseits ist gerade auf diesem Gebiet der Gerätetechnik eine besonders schnelle Weiterentwicklung zu beobachten, so daß bestimmte Zahlenangaben sehr rasch ihre Gültigkeit verlieren.

Da diese Weiterentwicklung jedoch alle hier angeführten Verfahren gleichermaßen betrifft, darf angenommen werden, daß die grundsätzliche Aussage der Übersicht erhalten bleibt.

Nutzkriterien	Analogrechner mit Vinkelfunktionsgebern	Annäherung der ersten durch Exponentialfunktion	Näherung der ersten durch Hilfefunktion und Linearisierung	Digitalrechnerwerk	Analogrechnerwerk
Darstellung der Variablen	analog; physikalisch z.B.: el. Spannungen	analog; physikalisch z.B.: el. Spannungen	analog; physikalisch z.B.: el. Spannungen	digital; ziffernmäßig	digital; ziffernmäßig
Ausgabe der Rechenergebnisse	kontinuierlich, durch Kurven	kontinuierlich, durch Kurven	kontinuierlich, durch Kurven	ziffernmäßig; kontinuierlich über DA-Wandler	ziffernmäßig; kontinuierlich über DA-Wandler
Rechengeschwindigkeit	hoch; festgelegt durch Grenzfrequenz der Rechenbausteine und Schaltungsvermögen	mittel; festgelegt durch Grenzfrequenz der Rechenbausteine und erforderliche Schwingungsdämpfung	hoch; festgelegt durch Grenzfrequenz der Rechenbausteine und Trägheit des Varistors	sehr hoch; festgelegt durch Zugriffszeit der Speicher und Konversionszeit der Wandler	sehr niedrig (MOS-Technik) bis mittel (bipolare Technik); festgelegt durch Herstellungs- und Anordnungs-technologie, Instruktionssatz der CPU, Anzahl der Speicheradressiermöglichkeiten; Rechengeschwindigkeit sinkt mit steigender Rechengenauigkeit, bei Verwendung von Speichern als Tabellen kann Rechengeschwindigkeit stark erhöht werden
Rechenbetrieb	echtes paralleles Rechnen der einzelnen Funktionsgruppen miteinander	echtes paralleles Rechnen der einzelnen Funktionsgruppen miteinander	echtes paralleles Rechnen der einzelnen Funktionsgruppen miteinander	echtes paralleles Rechnen der einzelnen Funktionsgruppen miteinander	sequenzielles Verarbeiten der Lieferdaten; arithmetische Operationen werden nacheinander ausgeführt
Programmierung	fest verdrahtet; Steckbrett bei Großrechnern für allgemeine Anwendungen	fest verdrahtet;	fest verdrahtet;	fest verdrahtet bzw. festgelegt durch die Inhalte der Speicher	festgelegt durch den Inhalt des Programmspeichers

Untersuchungs-Kriterium	Analogenannahme mit Winkelfunktionsgebern	Annäherung des arctan durch Exponentialfunktion	Berechnung des Polarkwinkels durch Hilfsfunktion und Linearisierung	Parallel arbeitenden Digitalrechenwerk	Mikroprozessor
min. erreichbarer Rechenfehler (bezogen auf den Endwert)	< 0,1 %	ca. 0,7 %; bestimmt durch Approximationsfehler	< 0,5 %	theoretisch beliebig klein; hängt nur von der verwendeten Bit-Anzahl ab	theoretisch beliebig klein; hängt nur von der verwendeten Bit-Anzahl ab
Fehlerursachen	Drift, Instabilität und Toleranz der Bausteine; Fehlerfortpflanzung durch einzelner Baugruppen	Approximationsfehler; Drift, Instabilität und Toleranz der Bausteine; Fehlerfortpflanzung durch einzelner Baugruppen	Linearisierungsfehler; Drift, Instabilität und Toleranz der Bausteine; Fehlerfortpflanzung durch einzelner Baugruppen	Quantisierungsfehler durch verwendete Bit-Anzahl;	Quantisierungsfehler durch verwendete Bit-Anzahl
Reproduzierbarkeit der Rechenergebnisse	Bestimmt durch Langzeitstabilität der Rechenelemente	Bestimmt durch Langzeitstabilität der Rechenelemente	Bestimmt durch Langzeitstabilität der Rechenelemente	exakte Reproduzierbarkeit	exakte Reproduzierbarkeit
Kosten	rel. billig für Genauigkeitsanforderungen bis 1 %; hoch für kleine Rechenfehler	sehr billig	billig für Fehler > 0,5 %	hoch; Kosten steigen exponentiell mit Bit-Anzahl	Materialkosten mittel; sehr hohe Kosten für Programmentwicklung
Überprüfung und Reparatur	Funktion der einzelner Baugruppen leicht überschaubar; eventuell ist Auftrennen von Rückführungskreisen erforderlich	Funktion der einzelner Baugruppen leicht überschaubar; eventuell ist Auftrennen von Rückführungskreisen erforderlich	Funktion der einzelner Baugruppen leicht überschaubar; keine Auftrennung von Rückführungskreisen erforderlich	Funktion der einzelner Baugruppen leicht überschaubar; Erschwernis durch ungewohnte Algorithmen (2' complement)	Funktion des Rechners unübersichtlich und abstrakt; aufwendige Diagnoseprogramme notwendig

7. Anwendungsbeispiele für den neuen Koordinatenwandler

7.1. Beschleunigungsmessung an einem bewegten Körper mit drei Freiheitsgraden (ebene Bewegung)

Die Einsatzmöglichkeit des Koordinatenwandlers bei der Beschleunigungsmessung an einem bewegten Körper soll hier am Beispiel eines Phantomkopf-Fallversuches, wie er für die Untersuchung von KFZ-Windschutzscheiben angewendet wird, demonstriert werden. Gleichzeitig sollen an diesem Beispiel die Vorzüge aufgezeigt werden, die die analoge Meßwertverarbeitung und -registrierung gegenüber der Datenverarbeitung auf einem Digitalrechner mit sich bringt.

Bei der Untersuchung und Beurteilung von Windschutzscheiben hinsichtlich der Gefahr einer inneren Kopfverletzung beim Aufprall auf die Scheibe ist es erforderlich, die im Kopf auftretenden Beschleunigungen zu bestimmen.

Bei Laboruntersuchungen verwendet man für diese Aufprallversuche zur Erreichung möglichst wirklichkeitsnaher und gut reproduzierbarer Versuchsbedingungen Modelle des menschlichen Kopfes (Phantomköpfe oder Dummy's) sowie eine Fallmaschine. Diese Phantomköpfe sind in ihren mechanischen Eigenschaften (Masse, Stoßeigenschaften, Oberflächenreibung u.s.w.) den Eigenschaften des menschlichen Kopfes weitgehendst angepaßt.

Im Bild A7.1 (im Anhang) ist die praktische Ausführung eines an der Technischen Versuchs- und Forschungsanstalt der T. U. Wien entwickelten Phantomkopfes abgebildet. (Wie im Bild erkenntlich ist, wird der Kopf während des Versuches zur Simulation der menschlichen Haut und zur Bewertung der Schnittverletzungen beim Aufprall mit Rehleder überzogen).

Das Bild A7.2 zeigt den inneren Aufbau des Phantomkopfes und vier piezoelektrische Beschleunigungsaufnehmer, von denen jeweils zwei zur biaxialen Beschleunigungsmessung in zwei Punkten A und B des Fallkörpers dienen.

Bei der Versuchsdurchführung wird zunächst die zu untersuchende Windschutzscheibe unter einer bestimmten Neigung zur Senkrechten in die Fallmaschine eingespannt. (Im Bild A7.1 ist der hierfür verwendete Einspannrahmen zu sehen; er entspricht in seinen mechanischen Eigenschaften dem Windschutzscheibenrahmen eines Kraftfahrzeuges). Hierauf läßt man den Phantomkopf aus einer genau definierten Höhe im freien Fall auf die Scheibe aufprallen. Aus den von den Beschleunigungsaufnehmern während des Aufprallvorganges gelieferten Meßsignalen kann dann die Versuchsauswertung vorgenommen werden.

Man trifft dazu zwei vereinfachende Voraussetzungen:

- 1) Der Phantomkopf wird innerhalb des Meßsystemes als starrer Körper aufgefaßt. Das bedeutet, daß der Abstand der Meßpunkte A und B während des Aufpralles konstant bleibt.
- 2) Der Schwerpunkt des Phantomkopfes (= Meßpunkt A) bewegt sich während des Aufprallvorganges in einer Ebene. Die Bahnkurven der Punkte A und B verlaufen also nur in zwei Richtungen eines raumfesten Koordinatensystems.

Unter diesen Voraussetzungen kann für die Beschleunigungen der Punkte A und B angeschrieben werden (Bild 7.1 a): ¹⁾

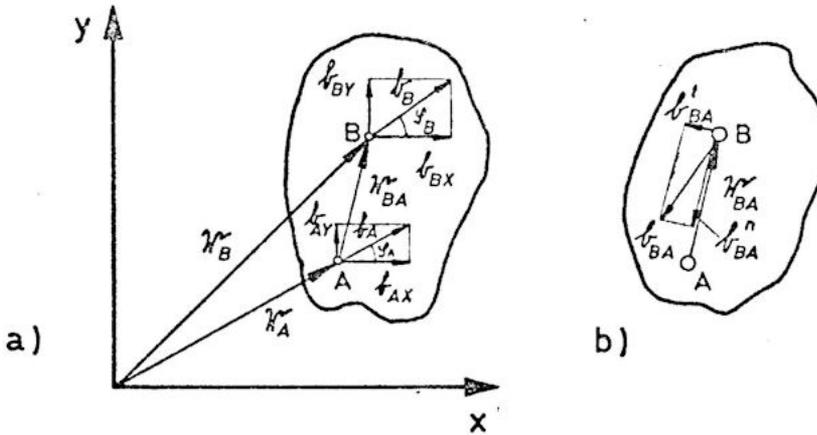


Bild 7.1

$$l_B = l_A + \dot{\omega} \hat{r}_{BA} - \omega^2 r_{BA} \quad (7.1)$$

\hat{r}_{BA} Quervektor zu r_{BA} ; er entsteht durch Drehung von r_{BA} um $\frac{\pi}{2}$ im mathematisch positiven Sinn

ω Winkelgeschwindigkeit der Drehung von B um A

$\dot{\omega}$ Winkelbeschleunigung

1) Die folgenden Gleichungen sind z. B. in /26/ abgeleitet.

Die Beschleunigungen l_A und l_B sowie ihre Richtungswinkel φ_A und φ_B erhält man aus den vier Meßwerten der Beschleunigungsaufnehmer:

$$\begin{aligned} |l_A| &= \sqrt{b_{AX}^2 + b_{AY}^2} \quad ; \quad \varphi_A = \arctan \frac{b_{AY}}{b_{AX}} \\ |l_B| &= \sqrt{b_{BX}^2 + b_{BY}^2} \quad ; \quad \varphi_B = \arctan \frac{b_{BY}}{b_{BX}} \end{aligned} \quad (7.2)$$

Für die Beurteilung der Windschutzscheiben sind auch die Winkelgeschwindigkeit ω und die Winkelbeschleunigung $\dot{\omega}$ erforderlich. Man erhält sie ebenfalls aus den vier gemessenen Beschleunigungssignalen. Aus Gleichung (7.1) folgt nämlich für die Relativbewegung l_{BA} des Punktes B gegenüber dem Schwerpunkt A:

$$l_{BA} = \dot{\omega} r_{BA} - \omega^2 r_{BA} \quad (7.3)$$

Diese Relativbeschleunigung kann in eine Normalkomponente und in eine Tangentialkomponente zerlegt werden (Bild 7.1 b):

$$l_{BA}^t = \dot{\omega} r_{BA} \quad ; \quad l_{BA}^n = -\omega^2 r_{BA} \quad (7.4)$$

Werden die biaxialen Beschleunigungsaufnehmer im Phantomkopf so angeordnet, daß ihre Meßrichtungen mit den Richtungen von l_{BA}^t und l_{BA}^n zusammenfallen, so gilt wegen

$$|l_{BA}^t| = b_{BX} - b_{AX} \quad ; \quad |l_{BA}^n| = b_{BY} - b_{AY}$$

für die Winkelgeschwindigkeit bzw. die Winkelbeschleunigung:

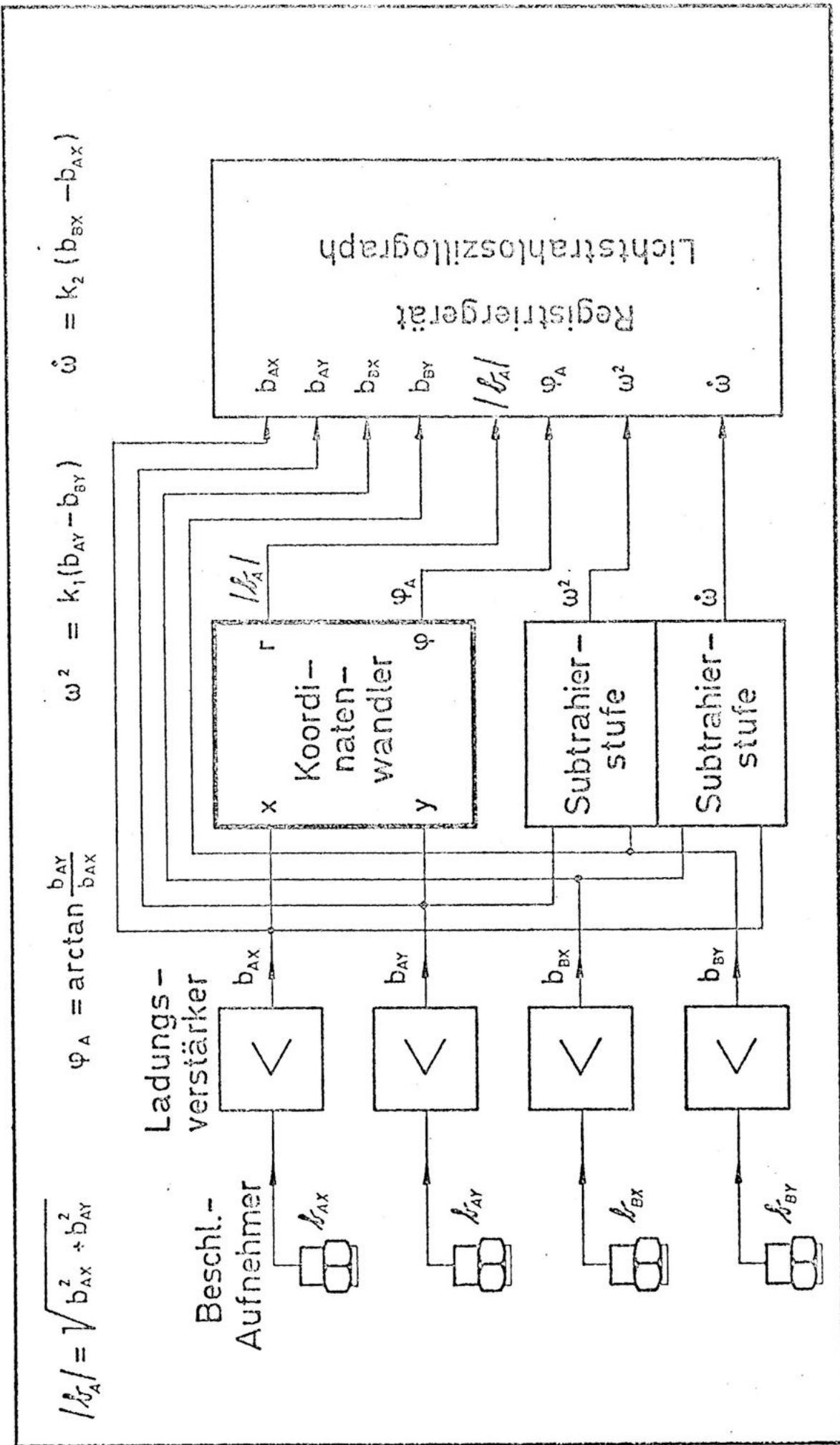


Bild 7.2: Blockschaltbild der Meßanlage zur Untersuchung von KFZ-Windschutzscheiben

$$\dot{\omega}^2 = \frac{b_{AY} - b_{BY}}{|\hat{\lambda}_{BA}^2|} = k_1 (b_{AY} - b_{BY}) \quad (7.5)$$

$$\dot{\omega} = \frac{b_{BX} - b_{AX}}{|\hat{\lambda}_{BA}^2|} = k_2 (b_{BX} - b_{AX}) \quad (7.6)$$

Im Bild 7.2 ist das Blockschaltbild der Meßanordnung abgebildet, die für die Untersuchung von KFZ-Windschutzscheiben verwendet wird. Bild 7.3 zeigt einen typischen Ausschnitt aus einem mit dieser Anlage erstellten Meßschrieb.

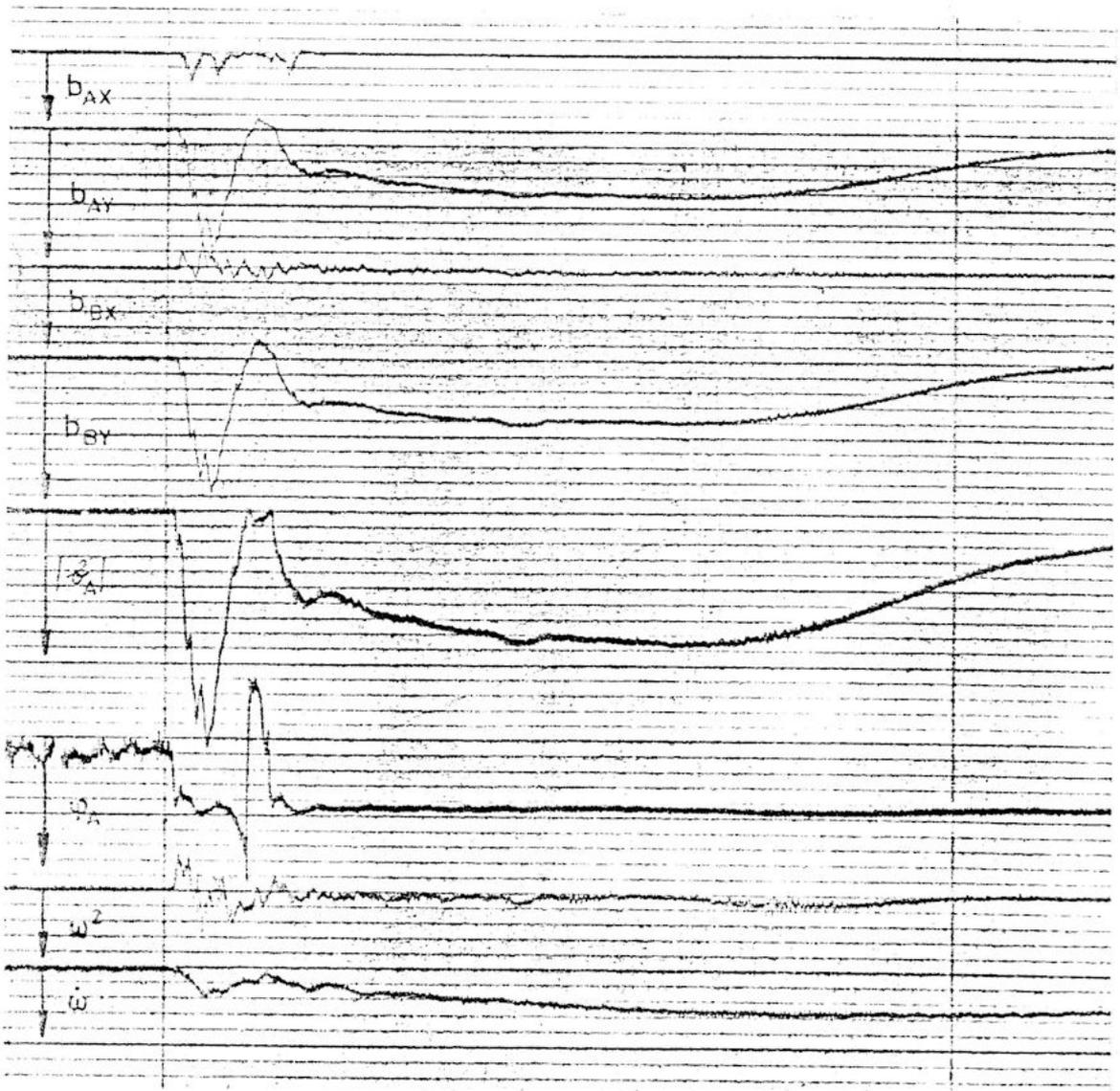


Bild 7.3: Registrierung eines Aufprallversuches auf eine KFZ-Verbundglasscheibe

Dieser Registrierschrieb läßt auch die einzelnen Punkte erkennen, in denen die analoge Meßwertverarbeitung der digitalen Datenverarbeitung überlegen ist.

Der wichtigste Vorteil ist wohl die Möglichkeit, daß selbst bei sehr kurzen Vorgängen gleichzeitig mit der Aufzeichnung der Meßwerte (im Diagramm sind das die vier Beschleunigungen b_{AX} , b_{AY} , b_{BX} , b_{BY}) im Echtzeit-Betrieb die Rechenergebnisse ermittelt und mitregistriert werden können.¹⁾ Die Beurteilung der Versuchsergebnisse wird dadurch wesentlich erleichtert, da in jedem Zeitpunkt des dargestellten Bewegungsablaufes die einzelnen Größen miteinander verglichen werden können.

Zusätzlich zu dieser zeitlichen Zuordnung besteht auch noch die Möglichkeit, aus der Kurvenform der Meßsignale selbst verschiedene Informationen zu entnehmen, die im Ausdruck eines Digitalrechners untergehen würden. So zum Beispiel gibt das Aussehen der Spitze der Kurve im Bild 7.3 Auskunft über das Bruchverhalten der Deckgläser einer KFZ-Verbundglasscheibe, während durch die Form des nachfolgenden "Folienbauches" die Verzögerungswirkung der Kunststoff-Folie im Inneren der Verbundglasscheibe charakterisiert wird.

Als zusätzlicher Vorteil erweist sich die Tatsache, daß sowohl die Meßwerte wie auch die Rechenergebnisse in Form von elektrischen Analogspannungen zur Verfügung stehen und so ohne weitere Umformung auf einem Magnetbandgerät abgespeichert werden können.

1) Genau betrachtet gilt dieser Vorteil auch für parallel arbeitende Digitalrechner, doch scheiden diese für die meisten Anwendungsfälle in der Meßwertverarbeitung aus Kostengründen aus.

Die Magnetaufzeichnung wiederum erlaubt neben der Datenspeicherung die Verwendung weiterer Hilfsmittel für die Meßwertverarbeitung, wie zum Beispiel Zeitraffung, Zeitdehnung, Transformation des Amplitudenmaßstabes zwischen Aufnahme und Wiedergabe u. s. w. .

Abschließend kann also gesagt werden, daß es bei analogen, zeitabhängigen Meßdaten im allgemeinen günstiger ist, die Meßwertverarbeitung ebenfalls in analoger Form durchzuführen.

Diese Feststellung soll durch ein weiteres Anwendungsbeispiel untermauert werden.

7.2. Analyse des zweiachsigen Spannungszustandes mechanisch beanspruchter Körper

Mechanische Belastungen rufen in Werkstoffen Spannungen und Verformungen hervor, die von der Größe der Belastungen, der Geometrie des beanspruchten Bauteiles und dessen Werkstoffeigenschaften abhängig sind. ¹⁾

Die in den Bauteiloberflächen herrschenden Spannungszustände, deren allgemeinste Fall als "zweiachsiger Spannungszustand" bezeichnet wird, sind durch die Beträge, Vorzeichen und Richtungen der sogenannten "Hauptnormalspannungen σ_1 , σ_2 " definiert.

Zur Bestimmung dieser Größen werden Dehnmeßstreifen-Rosetten auf die zu untersuchenden Oberflächen appliziert. Die DMS-Rosette liefert in drei Meßrichtungen, die unter einem bestimmten Winkel gegeneinander geneigt sind, drei Dehnungen ϵ_a , ϵ_b , ϵ_c . Das Bild 7.4 zeigt eine 45° DMS-Rosette, bei der die drei Meßgitter a, b, c um jeweils 45° gegeneinander versetzt sind. Die Richtung des Meßgitters a dient als Bezugsrichtung für die Festlegung der Richtungen der Hauptdehnungen ϵ_1 und ϵ_2 . Aus den drei gemessenen Dehnungen ϵ_a , ϵ_b , ϵ_c können mit Hilfe der analytischen

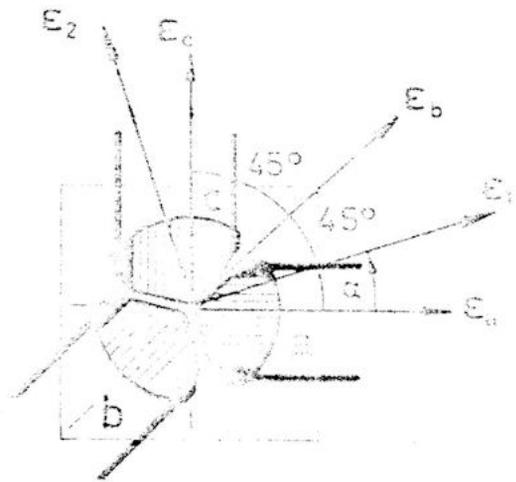


Bild 7.4 45° DMS-Rosette; schematisch

¹⁾ Für die nachfolgenden Überlegungen wird angenommen, daß es sich um isotrope Körper handelt.

Beziehungen

$$\varepsilon_{1, 2} = \frac{\varepsilon_a + \varepsilon_b}{2} \pm \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(\varepsilon_a - \varepsilon_b)^2 + (\varepsilon_c - \varepsilon_b)^2} \quad (7.2.1)$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \arctan \frac{2 \varepsilon_b - \varepsilon_a - \varepsilon_c}{\varepsilon_a - \varepsilon_c} \quad (7.2.2)$$

die Hauptdehnungen $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ und die Hauptrichtungen errechnet werden.

Aus den Hauptdehnungen $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ lassen sich mit dem Hooke'schen Gesetz die Hauptnormalspannungen σ_1 und σ_2 bestimmen:

$$\sigma_1 = \frac{E}{1 - \mu^2} (\varepsilon_1 + \mu \varepsilon_2) \quad (7.2.3)$$

$$\sigma_2 = \frac{E}{1 - \mu^2} (\varepsilon_2 + \mu \varepsilon_1) \quad (7.2.4)$$

Die Konstanten E und μ sind Werkstoffkennwerte und werden als "Elastizitätsmodul" und "Querszahl" bezeichnet.

Der in dieser Arbeit beschriebene Koordinatenwandler kann dazu verwendet werden, den Wurzelausdruck in Gleichung (7.2.1) zu berechnen, wenn die Ausdrücke $(\varepsilon_a - \varepsilon_b)$ und $(\varepsilon_c - \varepsilon_b)$ als kartesische Koordinaten x_1 und y_1 eines Vektors interpretiert werden:

$$x_1 = (\varepsilon_a - \varepsilon_b) ; \quad y_1 = (\varepsilon_c - \varepsilon_b) \quad (7.2.5)$$

Ebenso läßt sich der Winkel α in Glg. (7.2.2) bestimmen, wenn man den Koordinatenwandler als Eingangsgröße die Ausdrücke $(2 \varepsilon_b - \varepsilon_a - \varepsilon_c)$ und $(\varepsilon_a - \varepsilon_c)$ eingibt:

$$x_2 = (\varepsilon_a - \varepsilon_c) \quad ; \quad y_2 = (2 \varepsilon_b - \varepsilon_a - \varepsilon_c) \quad (7.2.6)$$

Nach (7.2.5) und (7.2.6) erscheint es zunächst nicht möglich, die Berechnung des Wurzelausdruckes in (7.2.1) und des Winkels α in (7.2.2) vom Koordinatenwandler gleichzeitig ausführen zu lassen. Durch Auflösen der Klammern in (7.2.1) erkennt man aber leicht, daß der Ausdruck

$$\sqrt{(\varepsilon_a - \varepsilon_b)^2 + (\varepsilon_c - \varepsilon_b)^2}$$

identisch ist mit

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(\varepsilon_a - \varepsilon_c)^2 + (2 \varepsilon_b - \varepsilon_a - \varepsilon_c)^2}$$

Die Gleichungen (7.2.1) und (7.2.2) lassen sich daher auch in etwas abgewandelter Form anschreiben:

$$\varepsilon_{1, 2} = \frac{\varepsilon_a + \varepsilon_c}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{x^2 + y^2} \quad (7.2.7)$$

$$2 \alpha = \arctan \frac{y}{x} \quad (7.2.8)$$

mit

$$x = \varepsilon_a - \varepsilon_c \quad ; \quad y = 2 \varepsilon_b - \varepsilon_a - \varepsilon_c \quad (7.2.9)$$

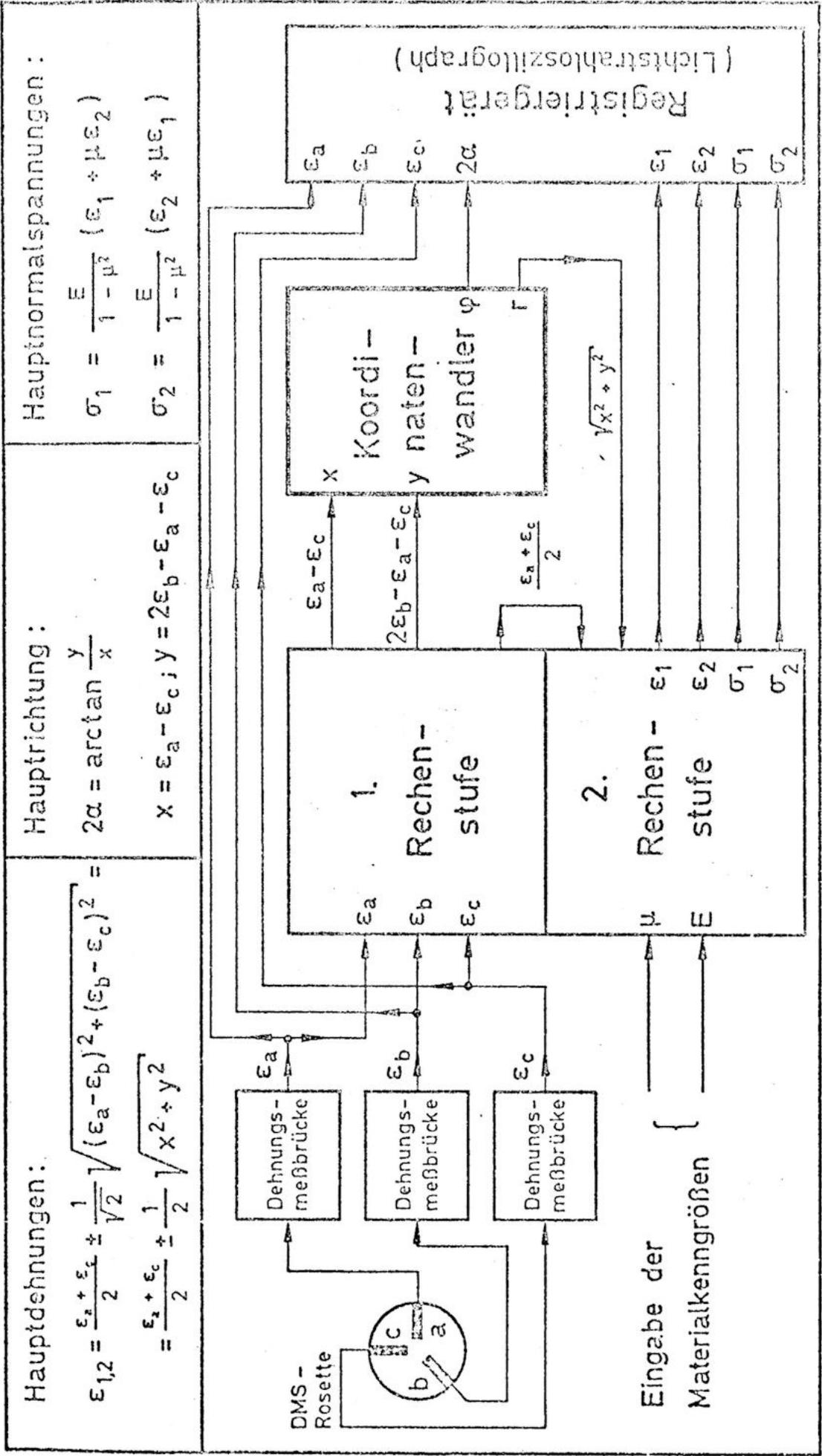


Bild 7.5: Blockschaltbild der Meßanordnung zur experimentellen Analyse des zweiachsigen Spannungszustandes von Werkstoffen

Der Betrag und die Richtung der Hauptdehnungen ϵ_1, ϵ_2 können also mit Hilfe des Koordinatenwandlers in einem einzigen Rechengang bestimmt werden.

Das Blockschaltbild 7.4 zeigt die komplette Meßanordnung zur experimentellen Analyse des zweiachsigen Spannungszustandes von Werkstoffen.

Im Bild sind auch zwei weitere Rechnerstufen zu erkennen. Die erste Stufe erzeugt aus den von den Dehnungsmeßbrücken gelieferten Meßgrößen $\epsilon_a, \epsilon_b, \epsilon_c$ entsprechend Glg. (7.2.9) die erforderlichen Eingangssignale für den Koordinatenwandler.

Durch die zweite Rechnerstufe werden dann nach den Gleichungen (7.2.7), (7.2.8) und (7.2.3), (7.2.4) die Hauptdehnungen ϵ_1 und ϵ_2 bzw. die Hauptnormalspannungen σ_1 und σ_2 bestimmt.

8. Zusammenfassung

Bei der Messung physikalischer Größen mit vektoriellen Charakter wird für die Meßwertauswertung und für eine übersichtliche Registrierung oft eine Rechenschaltung benötigt, welche es erlaubt, die bei der Messung in Form von elektrischen Spannungen anfallenden kartesischen Koordinaten der Meßgrößen in Polarkoordinaten zu transformieren. Es war daher naheliegend, die Realisierung eines in Echtzeitbetrieb arbeitenden und in seiner Anwendung einfachen Koordinatenwandlers zu untersuchen, der als "Baustein" leicht in eine Meßkette eingefügt werden kann.

Die Beschäftigung mit bekannten Schaltungen führte zu einer sehr einfachen neuen Analogrechenanordnung. Durch das dieser Schaltung zugrunde liegende Rechenprinzip (Bestimmung des Polarwinkels mit Hilfe einer Ersatzfunktion und anschließender Linearisierung durch ein Varistornetzwerk) konnte die Verwendung von kostspieligen Diodenfunktionsgebern vermieden werden.

Ausführliche Messungen über einen Zeitraum von zwei Jahren zeigten, daß die neue Rechenschaltung in bezug auf Genauigkeit und Langzeitstabilität an die Eigenschaften professioneller Rechner heranreicht.

Der Frequenzgang des Rechners überstreicht den gesamten geforderten Bereich von 0 Hz bis 2 KHz. Es ist damit wesentlich besser als der Frequenzgang vergleichbarer impliziter Rechenschaltungen.

Die bei impliziter Schaltungen oft auftretende Schwingungsneigung ist bei dem neuen Rechner durch das Fehlen von Rückführungszweigen von vornherein ausgeschaltet.

Abschließend wurden anhand von typischen Anwendungsbeispielen der sinnvolle Einsatzbereich des Koordinatenwandlers und seine Vorteile bei der Meßwertverarbeitung aufgezeigt.

9. Literaturverzeichnis

- / 1/ ADLER H.: Elektronische Analogrechner,
VEB Deutscher Verlag d. Wissen-
schaften, Berlin 1968
- / 2/ AMELING W.: Aufbau und Wirkungsweise elektro-
nischer Analogrechner, Verlag
F. VIEWEG u. Sohn, Braunschweig 1963
- / 3/ AMBROZY A.: Die dynamischen Fehler polygonal
angenäherter quadratischer Detektoren,
ATM Dez. 1961, Lieferung 311, S 165-170
- / 4/ AMMON W.: Schaltungen der Analogrechentechnik,
Verlag Oldenburg, München-Wien 1966
- / 5/ BELSTERING C.A.: How to Make a Function Generator,
Electronic Design, Dez. 1955
- / 6/ BRONSTEIN I.N., K. A. SEMENDJAJEW: Taschenbuch der
Mathematik, Leipzig 1963
- / 7/ BROWN E., P. M. WALKER: The Design of Function
Generators Using Silicon Carbide Non-
linear Resistors, Electronic Engineering
March 1958, S. 154 - 157
- / 8/ Datenblatt des Multifunktions-Bausteines Type 433,
Fa. Analog Devices, Norwood, Mass.02062
- / 9/ Datenblatt des Multifunktions-Bausteines Type 4301,
Fa. Burr-Brown Research Corporation,
Tucson, Arizona 85734
- /10/ Datenblätter Voltage Dependent Resistors,
Philips Pocketbook 1972, Eindhoven

- /11/ GILOI W., R. LAUBER: Analogrechnen, Springer Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg 1963
- /12/ HABGOOD D.: Wie wär's mit einem Mikroprozessor ?
Elektronik 1974, Nr. 10, S. 379 - 382
- /13/ HARIGO VINDAN S.: A High Resolution Sin/Cosine Function Generator, Electronic Engineering, Febr. 1966, S. 102 - 106
- /14/ HEINHOLD J., U. KULISCH: Analogrechnen,
BI Hochschultaschenbücher 168/168 a
Bibliographisches Institut, Mannheim-Zürich 1969
- /15/ KIMMEL K.R., K.F. KRAISZ: Rationelle Multiplikation und Division mit Festwertspeicher, Elektronik 1973, Nr. 11, S. 395 - 398
- /16/ KAISER R.: Bildung spezieller nichtlinearer Kennlinien für Analogrechner,
Elektronische Rechenanlagen 1959, Nr. 3, S. 134 - 140
- /17/ KLEMMANN J.: Der Polarkoordinaten-Oszillograf,
Elektronik 1968, Nr. 3, S. 73 - 78
- /18/ KLEY A., E. HEIM: Ein elektronischer Koordinatenwandler, Telefunken-Zeitung 39 (1966), S. 60 - 65
- /19/ KLEY A., E. HEIM: Funktionsgeber und Multiplizierer mit Halbleiterdioden, Telefunken-Zeitung 39 (1966), S. 52 - 59
- /20/ KOCHEN G.: Elektronische Korrekturschaltungen bei der Durchflußmessung, Elektronik 1968, Nr. 1, S. 21 - 24; Nr. 2, S. 57 - 58

- /21/ KORN G.A., KORN T.M.: Elektronische Analogie-
rechenmaschinen, Berliner Union, Stutt-
gart 1960
- /22/ KOVACH L.D., W. COMLEY: Nonlinear Transfer
Functions with Thyrite, IRE Transactions
on electronic computers, Volume EC 7,
June 1958, S. 91 - 97
- /23/ MAUERMANN W.: Der Arithmetik-Prozessor in der
Fahrzeug-Meßtechnik, Elektronik 1975,
Nr. 2, S. 66 - 69
- /24/ MAHRENHOLTZ O.: Analogrechnen in Maschinenbau und
Mechanik, BI Hochschultaschenbücher
154/154a, Bibliographisches Institut,
Mannheim-Zürich 1969
- /25/ NELTING H., G. THIELE: Elektronisches Messen
nichtelektrischer Größen, Philips
Technische Bibliothek, Eindhoven 1966
- /26/ PARKUS H.: Mechanik der festen Körper, Springer-
Verlag, Wien 1960
- /27/ PASSYNKOW W.W., G.A. SAWELJEW, L.K.TSCHIRKIN:
Nichtlineare Halbleiterwiderstände,
Akademische Verlagsgesellschaft
GEEST u. PORTIG, Leipzig 1965
- /28/ Programmer's Guide F8 Microprocessor, Fa. MOSTEK
CORPORATION, Carrollton, Texas 75006
- /29/ ROETSCHER F.: Dehnungsmessungen und ihre Aus-
wertung, Springer Verlag, Berlin 1939
- /30/ SCHILLER F.: Digitaler Logarithmierer
Diplom-Arbeit am Institut für Elektri-
sche Meßtechnik der TU-Wien

- /31/ SCHLEICHER E.: Toleranzen und Alterung von Thermistoren und Varistoren, radio und fernsehen 19 (1962), S. 595-597
- /32/ SCHREIER D.: Darstellung nichtlinearer Charakteristiken unter Verwendung von Varistoren, Mitteilung aus dem Institut für Physik an der HfE Ilmenau, 1960
- /33/ SCHWARZ H.: Elektronische Analogrechner, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart 1962
- /34/ SHEINGOLD D.: Approximations of sin, cos, arctangent with Non-Integral Powers, Analog Dialogue Vol. 6, Nr. 3, S. 4 - 5. Veröffentlichung der Fa. Analog Devices Inc., Norwood, Massachusetts, U.S.A.
- /35/ SHEINGOLD D.: Root-Sum-of-Squares-Corcuits with the Model 433, Analog Dialogue Vol.6, Nr. 3, S. 3. Veröffentlichung der Fa. Analog Devices Inc., Norwood, Massachusetts, U. S. A.
- /36/ SIEBERT H.: Das 8-bit-Mikrocomputer-Konzept M6800, Elektronik 1974, Nr. 10, S. 387 - 390
- /37/ SLATTENSCHKE A., W. TAUFFKIRCHEN, G. BENEDIKTER: Efficiency of Phantom Impact Test in Safety Glass Testing, Proc. of Eighteenth Stapp Car Crash Conference, Ann Arbor, Michigan, 1974

- /38/ STANLEY FIFER: Analogue Computation, Vol. 1 - 3
Mc. Graw Hill Book Co., New York-
Toronto-London 1961
- /39/ VARCHMIN J.U.: Funktionsgenerator mit program-
mierbaren Festwertspeichern,
Elektronik 1975, Nr. 2, S. 70 - 72
- /40/ WEINMANN A.: Digitale Drehzahlregler, Elin
Zeitschrift 16 (1964), H. 1, S. 1-10
- /41/ WINKLER H.: Elektronische Analogieanlagen,
Akademie-Verlag, Berlin 1963

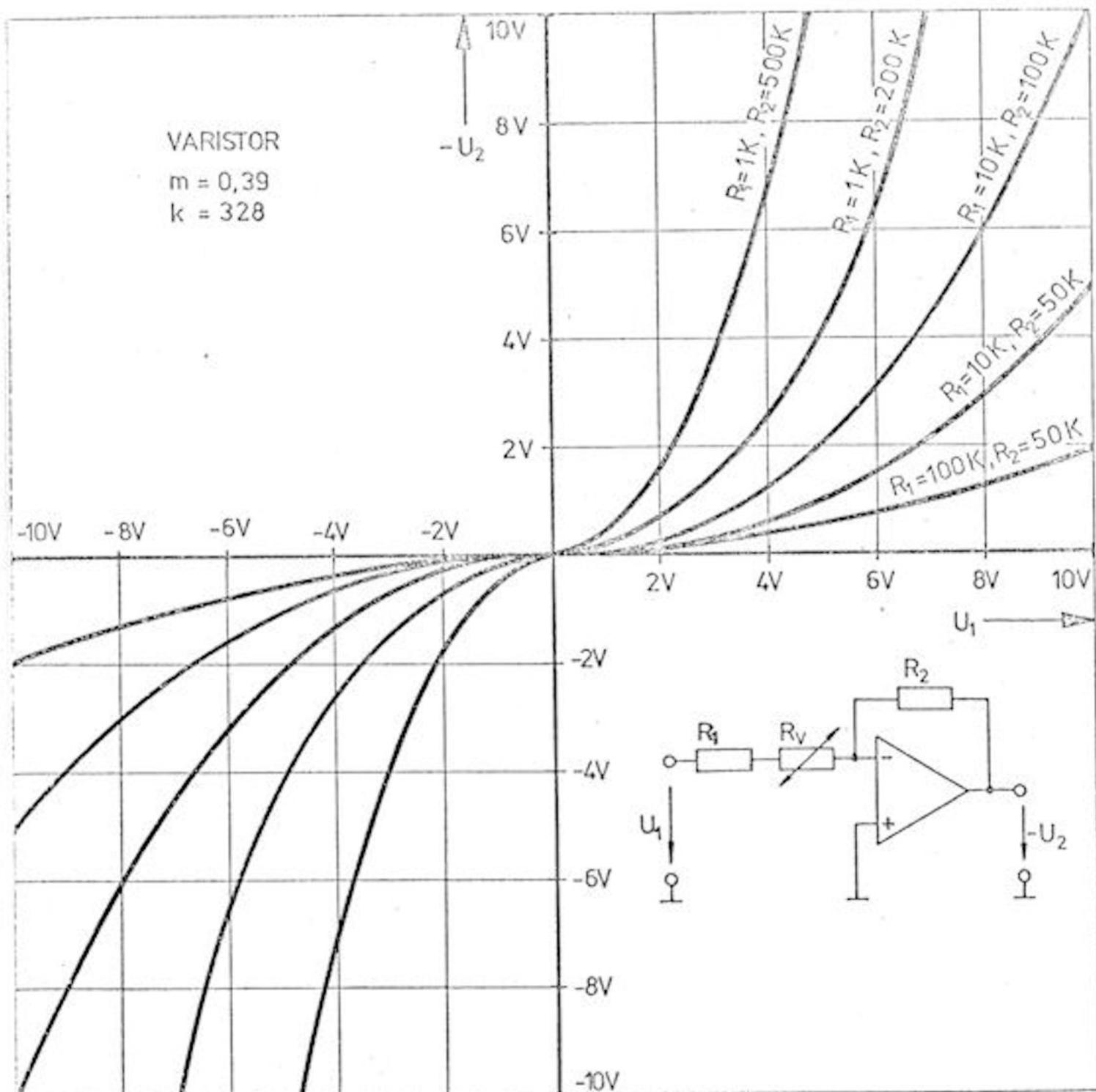


Bild A4.1: Verstärkerschaltung, Typ 1: Serienschaltung von ohmschen Widerstand und Varistor im Eingangskreis des Operationsverstärkers

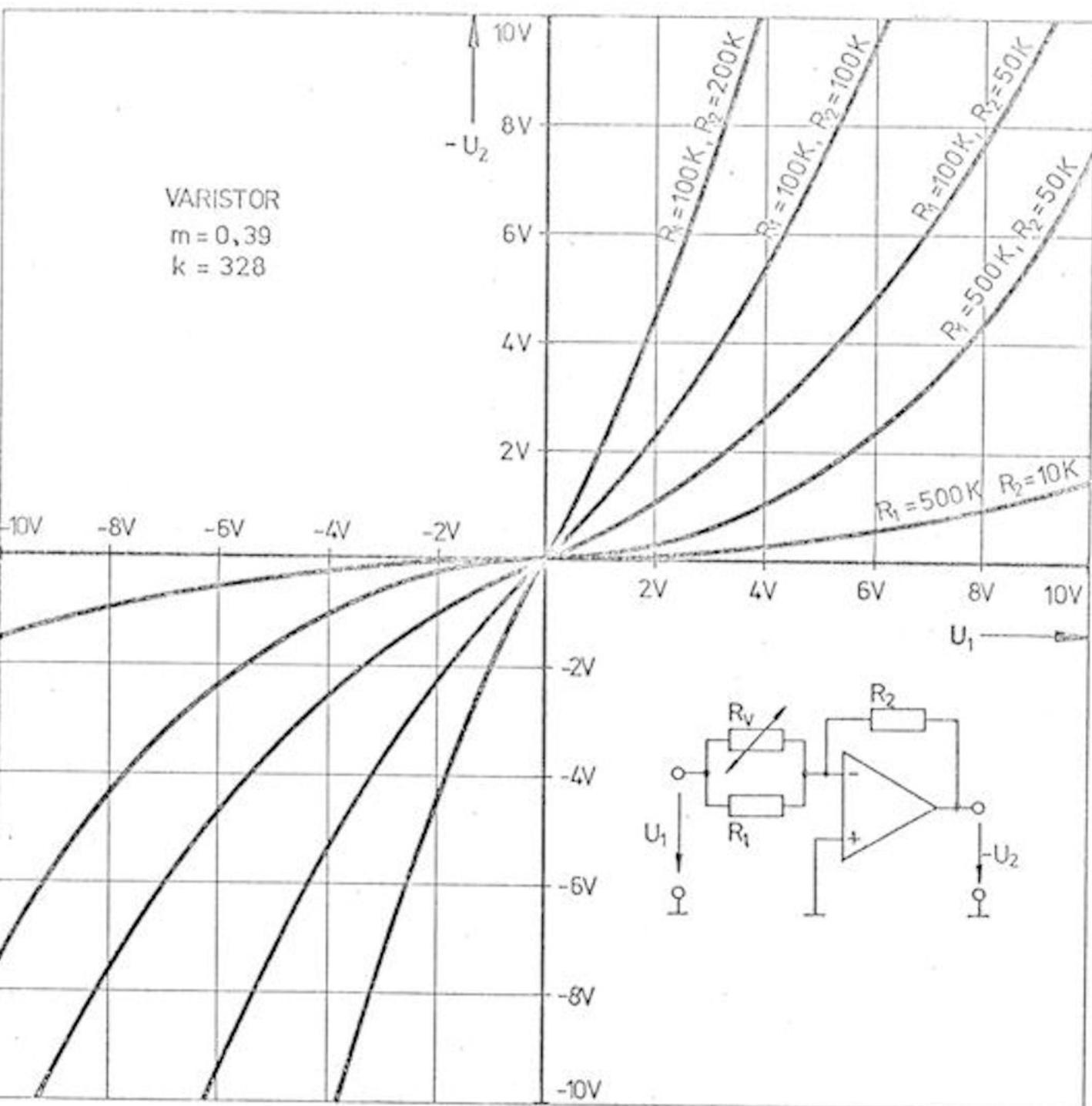


Bild A4.2: Verstärkerschaltung, Typ 2: Parallelschaltung von ohmschen Widerstand und Varistor im Eingangskreis des Operationsverstärkers

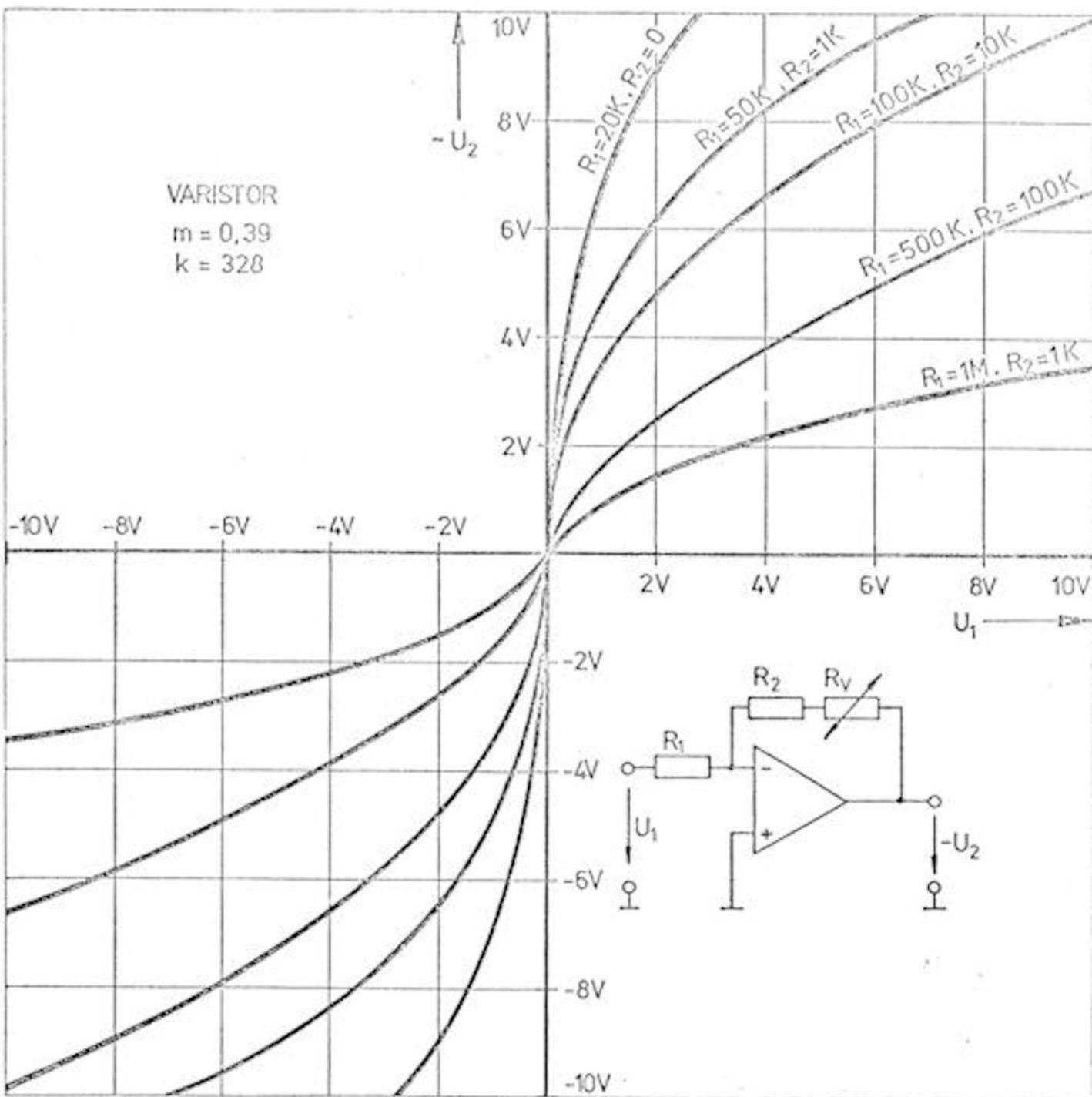


Bild A4.3: Verstärkerschaltung, Typ 3: Serienschaltung von ohmschen Widerstand und Varistor im Rückführungskreis des Operationsverstärkers

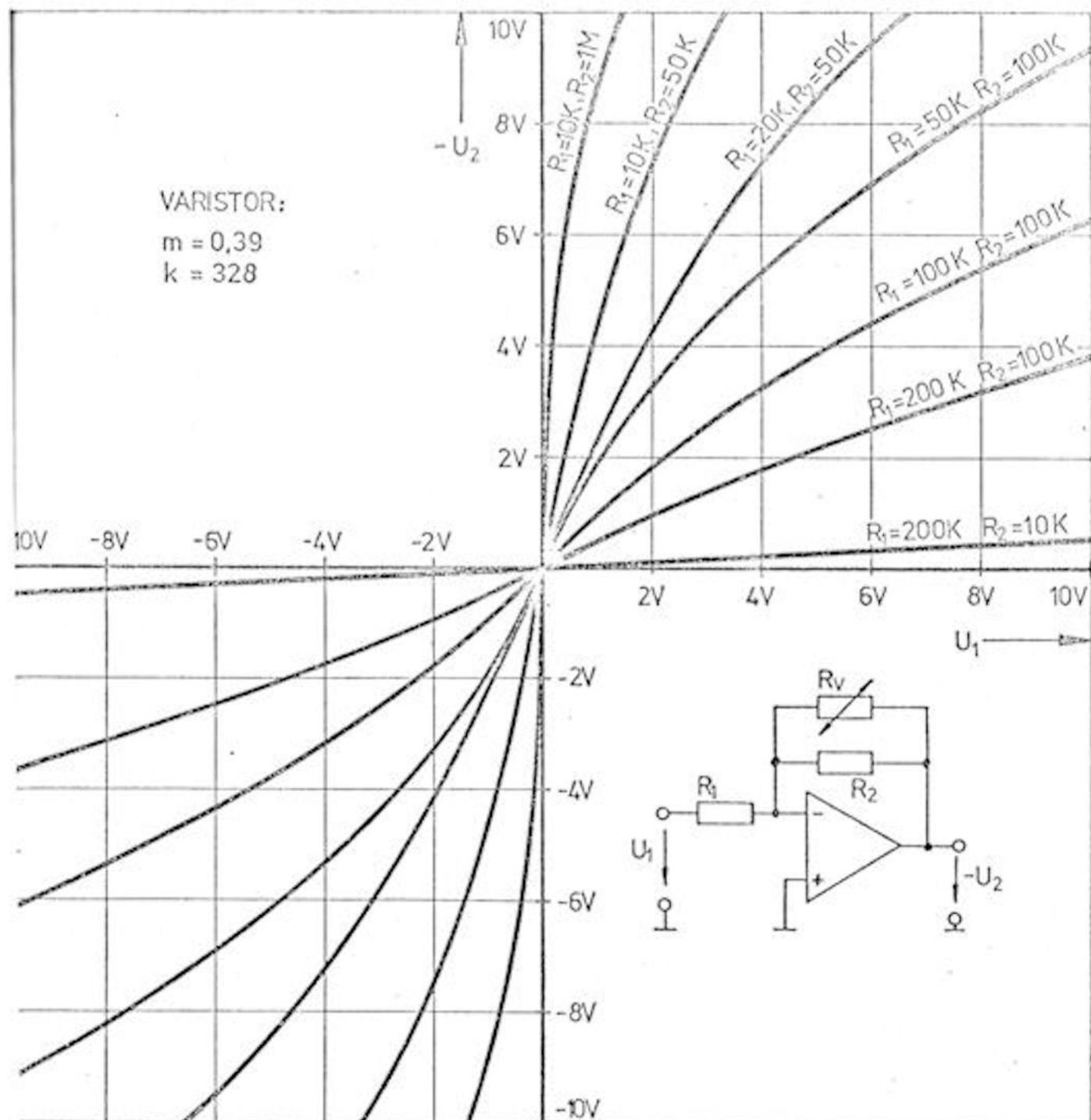


Bild A4.4: Verstärkerschaltung, Typ 4: Parallelschaltung von ohmschen Widerstand und Varistor im Rückführungskreis des Operationsverstärkers

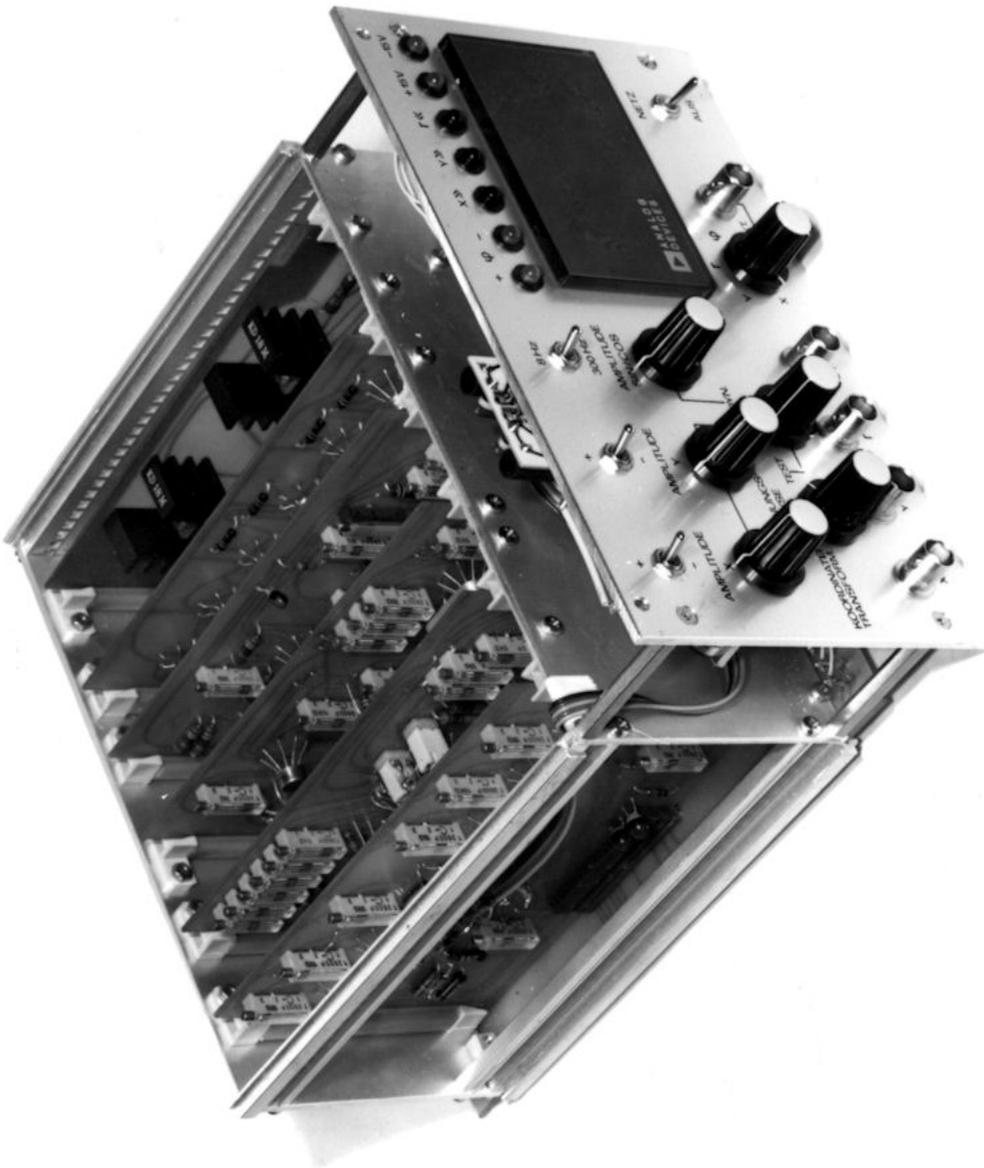
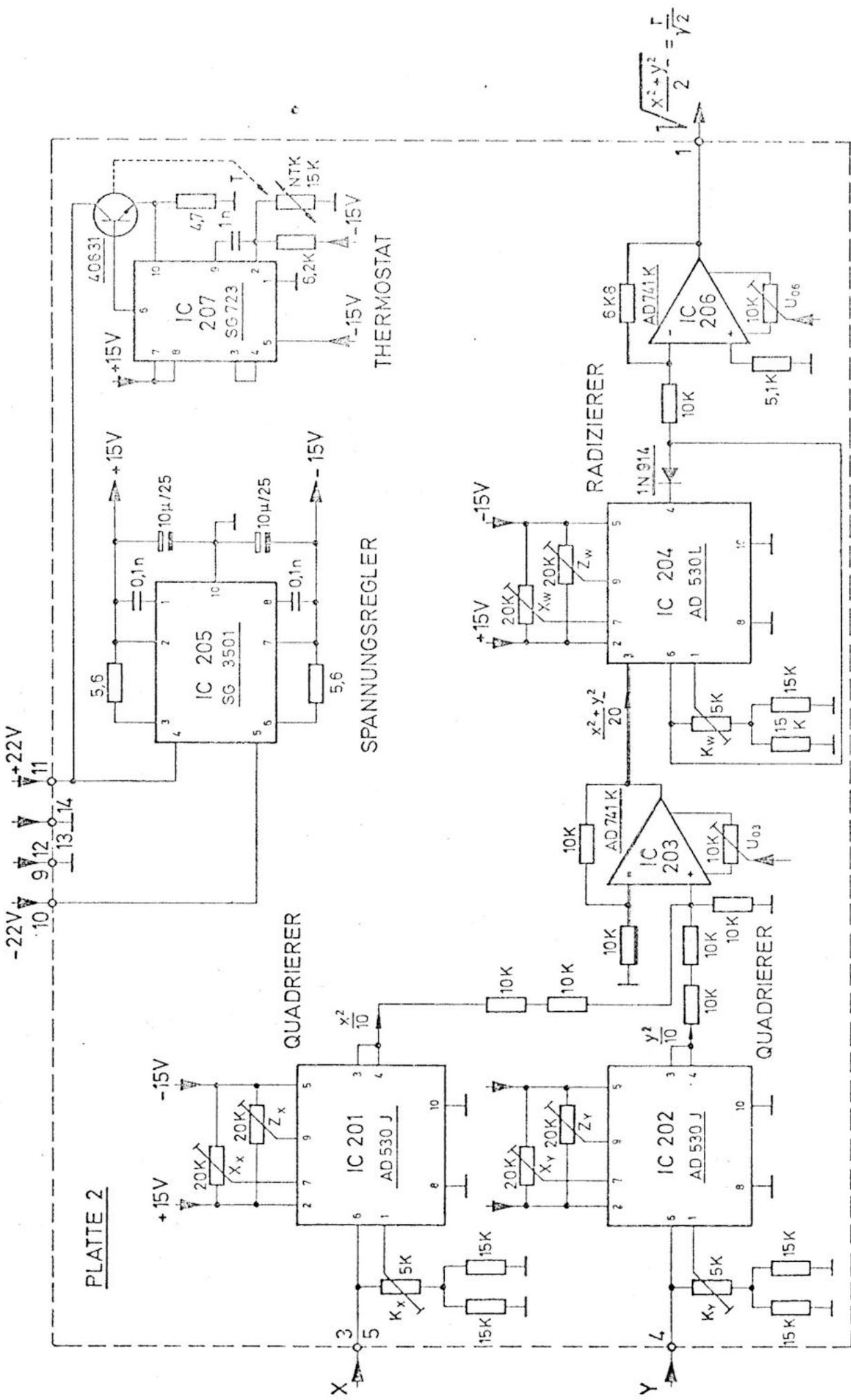


Bild A4.5: Praktische Ausführung des Koordinatenwandlers



VEKTOR - BETRAG

Bild A4.6: Schaltplan Vektor Betrag

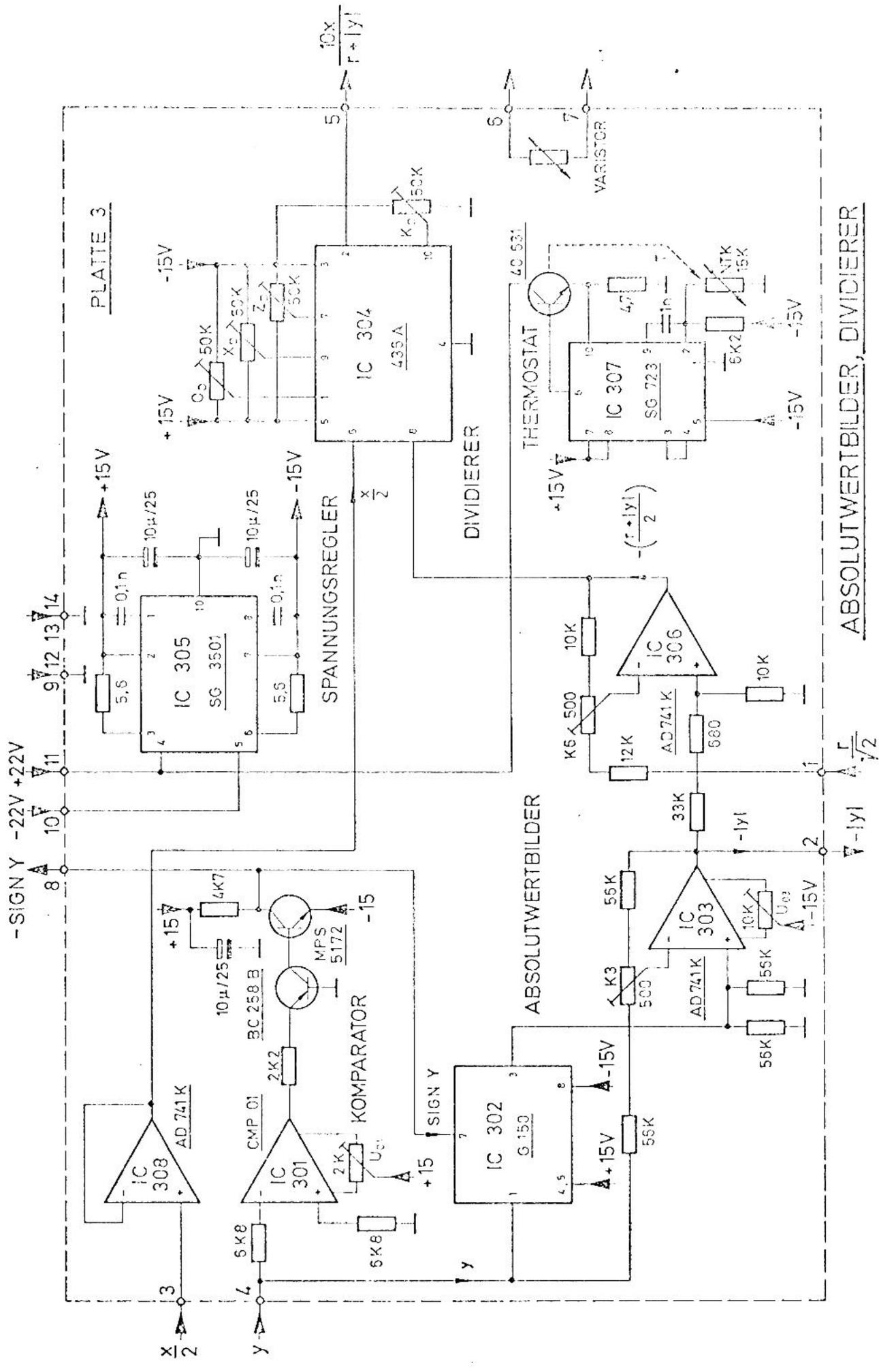


Bild A4.7: Schaltplan Absolutwert, Dividierer

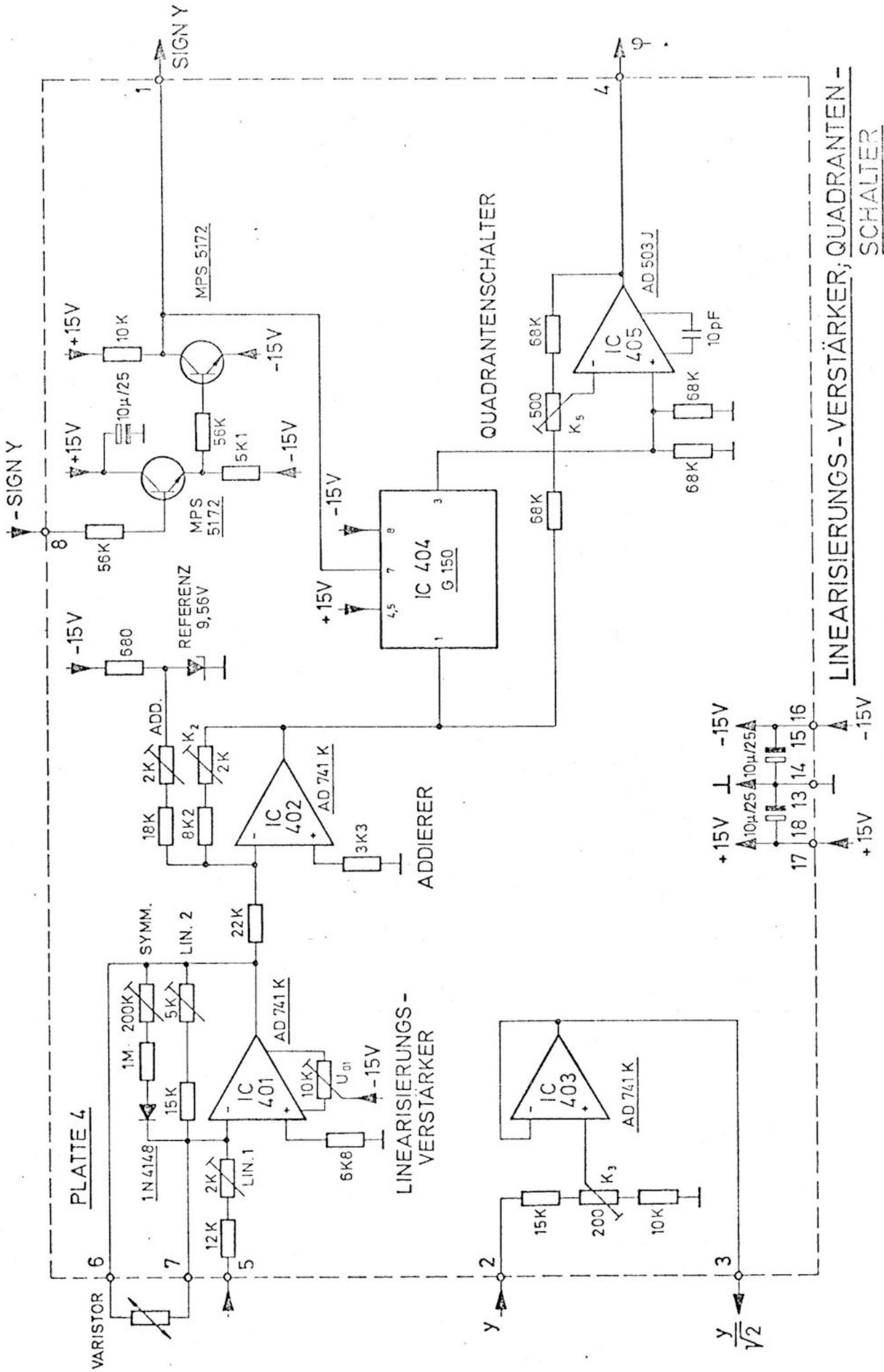


Bild A4.8: Schaltplan Linearisierungsverstärker, Quadrantenschalter

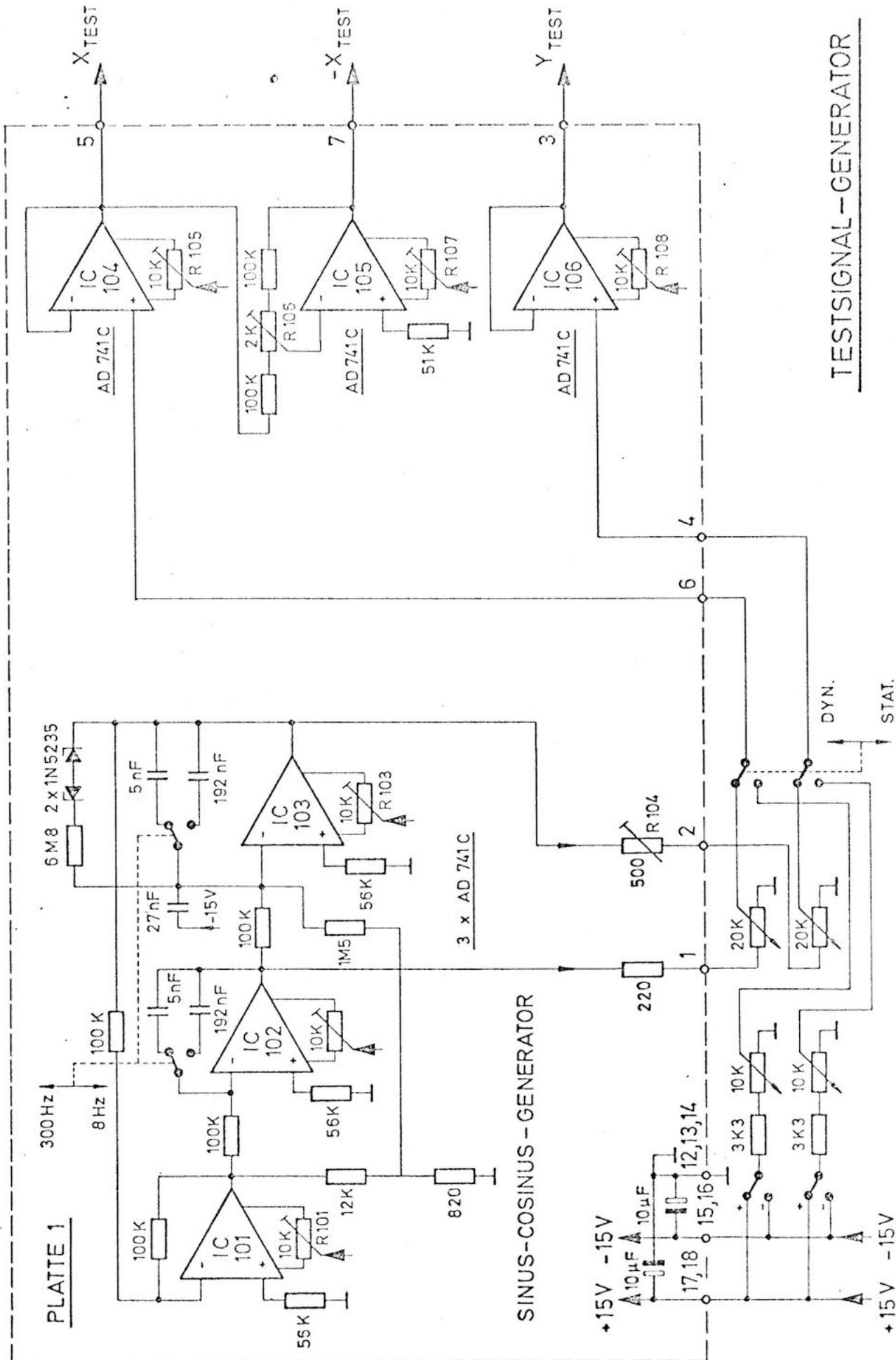
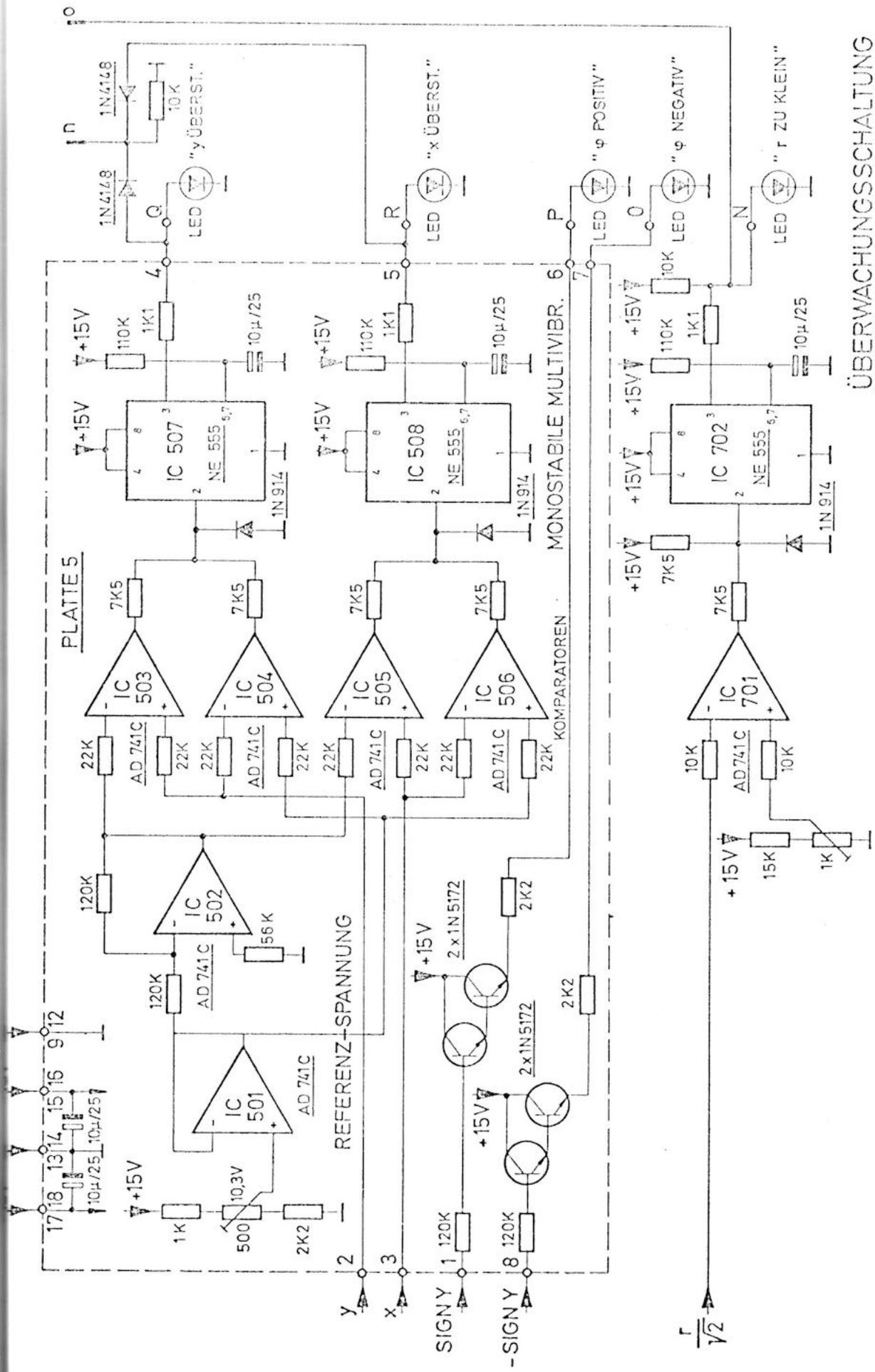
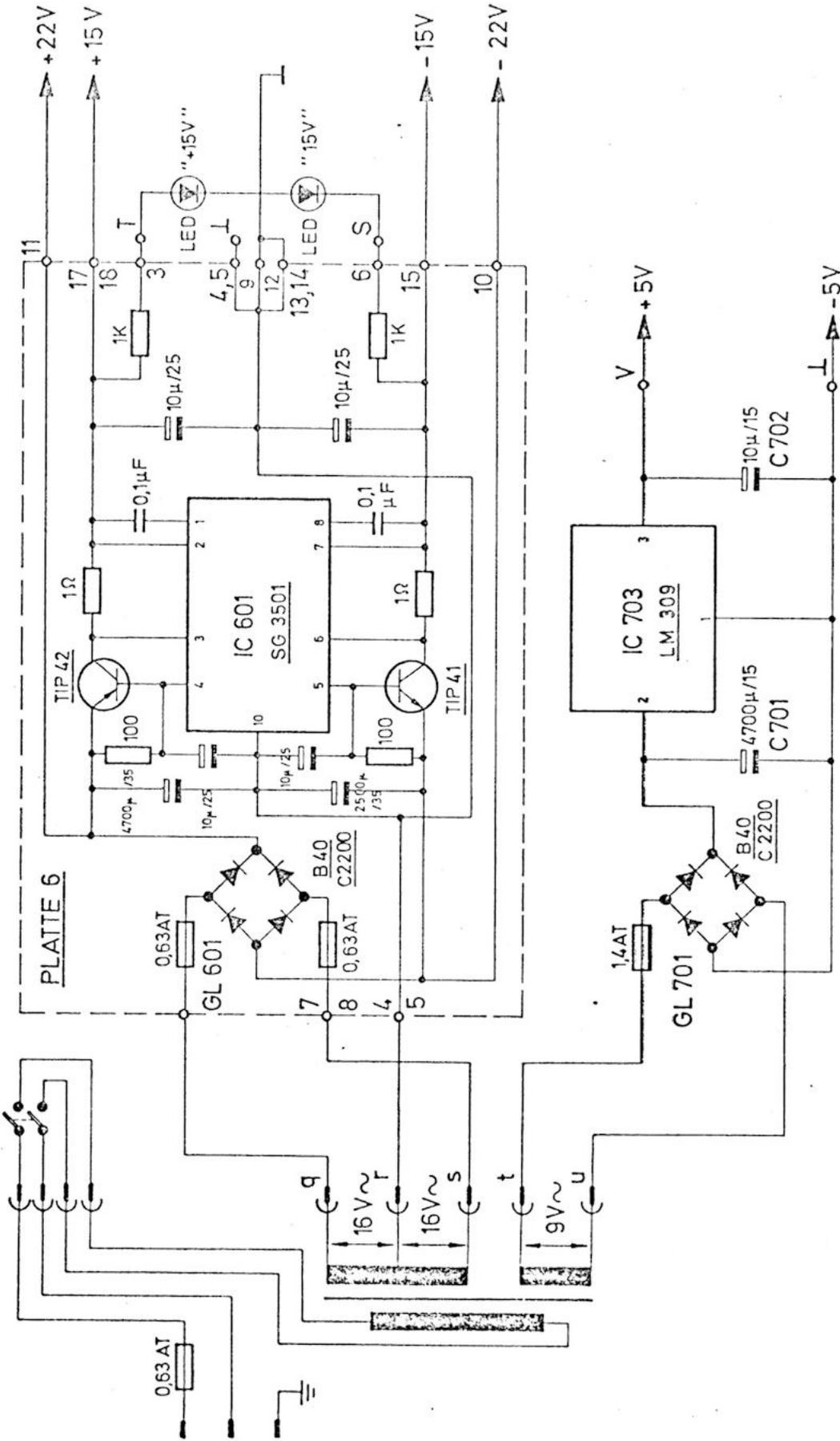


Bild A4.9: Schaltplan Testsignal-Generator



ÜBERWACHUNGSSCHALTUNG

Bild A4.10: Schaltplan Überwachungsschaltung



NETZTEIL

Bild A4.11: Schaltplan Netzteil

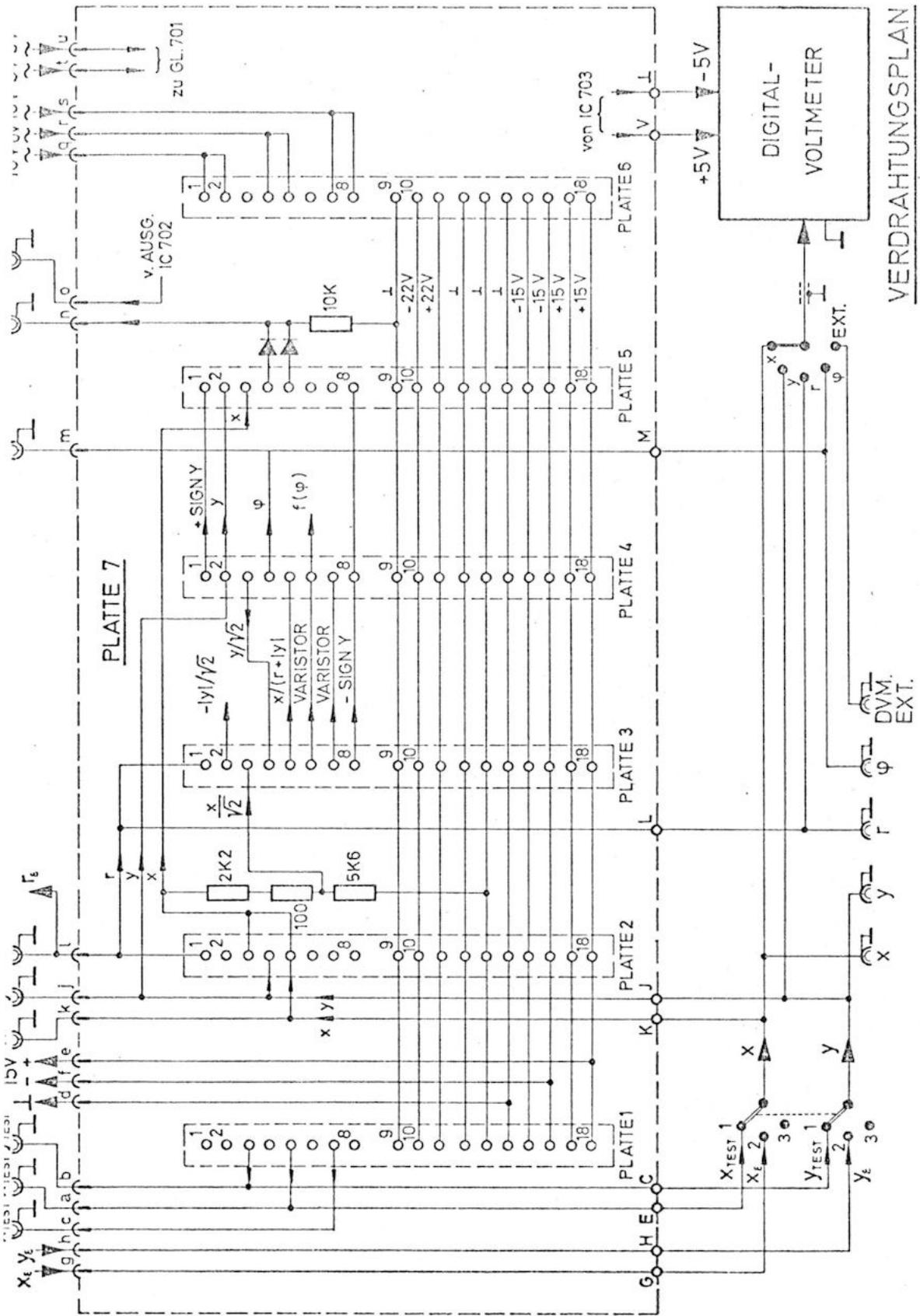


Bild A4.12: Verdrahtungsplan

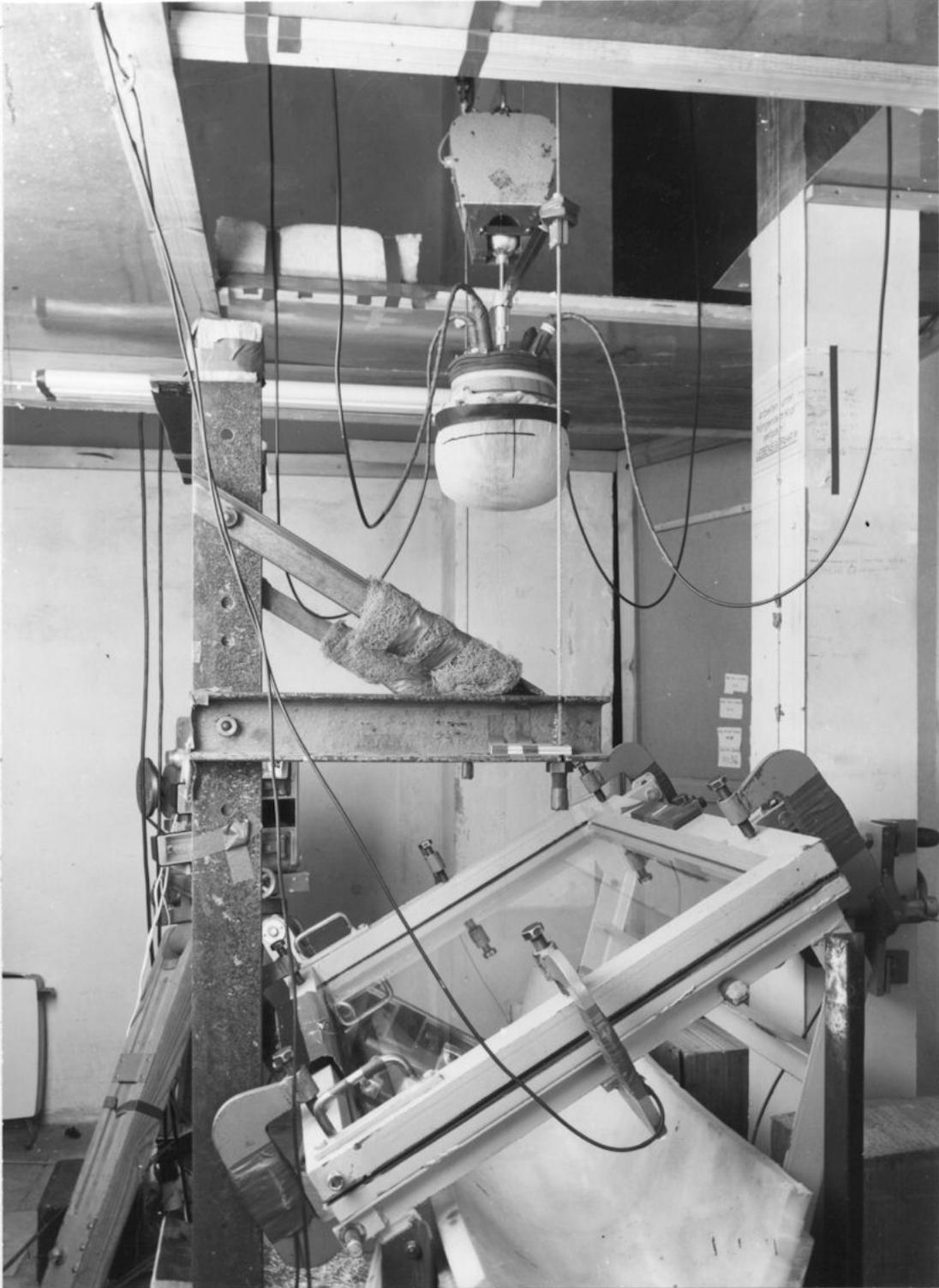


Bild A7.1: Phantomkopf und Fallmaschine für die Untersuchung von KFZ-Windschutzscheiben



Bild A7.2: Phantomkopf, innerer Aufbau