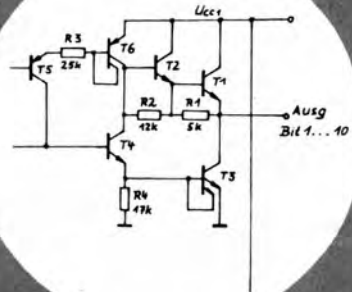




Information Applikation

C 7136 D



**3 1/2 DIGIT
CMOS
Analog-Digital-
Wandler**

47



mikroelektronik

Information Applikation

Heft 47:

C 7136 D

- A/D-Wandler -



v eb halbleiterwerk frankfurt /oder
im veb kombinat mikroelektronik



KAMMER DER TECHNIK
Ebertusstraße 2, Frankfurt (Oder)
Verband des Bezirksverbandes

Autoren: Dr. Ing. Bernd Kahl
Dipl.-Phys. Günter Gittner

**Redaktion
und Layout:** Heinz Schulz

Umschlag: Peter Hoffmann

**Redaktions-
kommission:** Heinz Schulz, Vorsitzender, KDT-BV
Dipl.-Ing. Fritz Georgi, Sekr. BV KDT
Dipl.-Ing. Dieter Buttgerit, HFO
Ingenieur Lothar Friedrich, HFO
Dipl.-Ing. Hermann Dornfeld, HFO
Ingenieur Gerd Hillebrand, HFO
Dipl.-Wirtsch. Wolfgang Matzke, MLS

Redaktionsschluß: 30. 9. 1987

Nachdruck, auch auszugsweise, nur mit Genehmigung des
Bezirksvorstandes der KDT, Frankfurt (Oder).

Die vorliegende technische Information dient dem Informationsbedürfnis des Schaltungsentwicklers sowie interessierten Technikers im In- und Ausland zu speziellen ausgewählten Erzeugnissen der Halbleiterbauelemente-Industrie der Deutschen Demokratischen Republik. Sie gibt keine Auskunft über Liefermöglichkeiten und beinhaltet keine Verbindlichkeiten zur Produktion.

Gültige Unterlagen für den Bezug der in den Schaltungen beschriebenen Bauelemente sind allein die Typstandards, die gültigen Kenndatenblätter oder die im Liefervertrag selbst fixierten Vereinbarungen. Änderungen der Bauelementeigenschaften, die dem technischen Fortschritt dienen, behält sich der Halbleiterbauelemente-Hersteller vor.

Für die Patentfreiheit der angegebenen Schaltungsvorschläge wird keine Gewähr übernommen. Anfragen und Hinweise, die sich auf Inhalt und Bezug dieser Schrift beziehen, bitten wir an nachstehende Anschriften zu richten:

DDR-

Interessenten: Kammer der Technik
Bezirksvorstand Frankfurt (Oder)
Redaktionskommission "Mikro-Hefte"
Frankfurt (Oder)
1 2 0 0

Interessenten

aus dem Ausland: VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder),
im Kombinat Mikroelektronik Erfurt
Außenstelle Leipzig
Werbung und Messen
Messegelände, Halle 17, Kopfbau, II. Etage
Leipzig
DDR 7 0 1 0

<u>Inhalt:</u>	Seite:
1. Allgemeines	6
2. Verfahren der Zweiflankenintegration	8
3. Aufbau und Funktionsweise des C 7136 D	12
3.1. Allgemeine Kennzeichnung	12
3.2. Funktionsbeschreibung	12
3.2.1. Automatische Nullpunktkorrektur	14
3.2.2. Eingangsspannungsintegrationsphase	15
3.2.3. Referenzintegrationsphase	15
3.2.4. Nullintegrationsphase	15
3.2.5. Betriebsspannungsversorgung	18
3.2.6. Referenzspannung	21
3.2.7. Eingangsschaltung	22
3.2.8. Integratorbeschaltung	23
3.2.9. Anforderungen an die passiven Bauelemente	25
3.2.10. Oszillator und Taktversorgung	27
3.2.11. Digitalausgänge	31
4. Elektrische Kennwerte und Abhängigkeiten	34
4.1. Anschlußbelegung	34
4.2. Grenzwerte	35
4.3. Haupt- und Nebenkenngrößen	36
4.4. Übrige Bedingungen	37
4.5. Informationswerte	37
4.6. Abhängigkeiten	39
5. Applikative Hinweise zum Einsatz	47
6. Hinweise zur Fehlersuche	51

	Seite:	
7.	Anwendungsbeispiele und Schaltungen	53
7.1.	Batteriebetrieb mit 9 V	53
7.2.	± 5 V-Betrieb	56
7.3.	Betriebsspannungsversorgung	56
7.4.	Spannungs- und Strommessung	61
7.5.	Widerstandsmessung	64
7.6.	Temperaturmessung	66
7.6.1.	B 511 N	66
7.6.2.	U_{BE} -Strecke als Fühler	68
7.6.3.	PT 100 als Fühler	69
7.7.	Temperaturdifferenzmessung	71
7.7.1.	Temperaturdifferenzmessung mit B 511 N	71
7.7.2.	Temperaturdifferenzmessung mit PT 100	72
7.8.	Durchflußmengenmessung	74
7.9.	Anpassung an Standard-BMSR-Signal	76
7.10.	Anschluß von 8 Meßstellen	77
7.11.	Anschluß ohne Referenzkapazität	79
7.12.	Batteriekontrolle und Sonderzeichenansteuer	80
7.13.	Steuersignale für Meßbereichsumschaltung	81
8.	Literaturverzeichnis	83

1. Allgemeines

In der Meßtechnik und Geräteindustrie wächst kontinuierlich der Bedarf an monolithischen Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandlern für die unterschiedlichsten Einsatzgebiete. Dabei reichen die Anforderungen von schnellen Wandlern mit geringerer Auflösung bis zu langsamen, speziell AD-Wandlern, mit sehr hoher Auflösung und Genauigkeit.

Diese Entwicklung wird wesentlich von dem Einsatz der Mikrorechen-technik in der Industrie zur Meßwertverarbeitung unterstützt. Daraus ergibt sich für die Bauelementhersteller die Notwendigkeit sowohl für die Meßwertanzeige als auch für die meßwertverarbeitenden Systeme mit rechnergerechter Datenaufbereitung AD-Wandler zur Verfügung zu stellen. Für die verschiedenen Einsatzgebiete werden unterschiedliche Verfahren der Meßwertumsetzung angewendet.

In Tabelle 1 ist eine Zusammenstellung der z. Z. im VEB Halbleiterwerk Frankfurt (O) in Produktion befindlichen monolithischen AD-Wandler enthalten. Das Sortiment umfaßt neben dem robusten und einfach zu handhabenden C 520 D mit 3-Digit-Auflösung das C 500-System, das sowohl für die Meßwertfassung als auch für hochauflösende Meßwertanzeigesysteme geeignet ist und je nach Anwendungsfall konfiguriert werden kann. Mit dem C 570 D und C 571 D wird der Bereich der schnelleren 8- und 10-bit Datenwandlung in Verbindung mit Mikrorechnern abgedeckt. Aus Tabelle 1 ist zu entnehmen, daß diese Bauelemente aufgrund ihres Leistungsverbrauches nicht oder nur bedingt für den Einsatz in batteriebetriebenen Geräten geeignet sind.

Mit dem C 7136 D wird ein 3 1/2-Digit-CMOS-Analog-Digital-Wandler im VEB Halbleiterwerk Frankfurt (O) produziert, der LC-Displays direkt treiben kann und aufgrund seines extrem geringen Leistungsverbrauchs für den Einsatz in batteriebetriebenen, transportablen Meßsystemen sehr gut geeignet ist. (1)

Tabelle 1

Analog-Digital-Wandler des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (O) (2, 3, 4)

AD-Wandler	Umsetzverfahren	Auflösung	Umsetzrate (typ.)	Betriebsspannungsversorgung	Meßwertausgabe	Steuerfunktionen	Anwendungen
D 520 D	Dual-Slope	3 Digit 1000 Stufen	3 s ⁻¹ 72 s ⁻¹	+ 5V/10 mA	BCD, gemultiplext	Hold-Betrieb, Umschaltzeitumschaltung	Meßwertanzeige für prozeßnahe Einsatz
C 500/ 502 D	Dual-Slope, Stufen	4 1/2 Digit + 20 000	2,5 s ⁻¹	± 15V/± 8 mA	7-Segment,	Hold-Betrieb,	hochauflösende Meßwertanzeige. Einbauminstrumente, Meßwertanzeige
C 501/ 502 D	Auto-Zero	3 1/2 Digit + 2000 Stufen	2 s ⁻¹ + 0,8 s ⁻¹	+ 5V/50 mA	gemultiplext	Lampentest	
C 500/ 504 D	Dual-Slope	4 1/2 Digit + 20 000 Stufen	2,5 s ⁻¹	± 15V/± 8 mA	BCD, gemultiplext		
C 501/ 504 D	Auto-Zero	3 1/2 Digit + 2000 Stufen	2,5 s ⁻¹ + 0,75 s ⁻¹	+ 5V/50 mA			
D 7136 D	Dual-Slope, Auto-Zero	3 1/2 Digit + 2000 Stufen	3 s ⁻¹	9V/60 µA	7-Segment, direkte LCD-Ansteuerung	Lampentest	Meßwertanzeige in batteriebetriebenen Geräten
C 570 C	sukzessive Approximation	8 bit 256 Stufen	40... 50 kHz	+5V/5 mA -15V/11 mA	8 bit parallel, 3-state-Ausgang, 10 bit parallel, 3-state-Ausgang	Starteingang	mittelschnelle 8- und 10 bit Meßwertverarbeitung Mikrorechnerkopplung
C 571 C		10 bit 1024 Stufen					

2. Verfahren der Zweiflankenintegration

Im Bild 1 ist das prinzipielle Blockschaltbild des Dual-Slope-Verfahrens mit der Integratorausgangsspannung dargestellt. Dieses Wandlungsprinzip wird am meisten bei meßwertanzeigenden Systemen eingesetzt.

Mit dem Startimpuls wird FF1 so gestellt, daß der Schalter S die Eingangsspannung U_X zu dem als Integrator beschalteten OPV durchstellt. Gleichzeitig wird der Zähler, in dem das Ergebnis der vorangegangenen Messung steht, zurückgesetzt. Der Integrationskondensator C wird während t_1 über R aufgeladen. Durchläuft die Integratorspannung U_C den internen Nullpunkt, dann schaltet der Komparator und gibt das Tor für die Taktimpulse frei, die im Zähler aufsummiert werden. Gibt der Zähler einen Übertragsimpuls ab, wird FF1 so gesetzt, daß der Schalter auf die Referenzspannung umschaltet.

Im Zähler steht zu diesem Zeitpunkt der Wert 0. D. h. die erste Phase arbeitet mit einer festen Zeit t_1 , die von der Übertragsausgabe bzw. vom Zählerumfang und der Taktfrequenz festgelegt wird.

Die Ausgangsspannung am Integrator nach t_1 ergibt sich zu:

$$U_{C1} = \frac{Q_C}{C} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^{t_1} U(x) \cdot dt \quad (1)$$

Für eine konstante Eingangsspannung löst sich die Gleichung zu

$$U_{C1} = \frac{U_X \cdot t_1}{R \cdot C} \quad (2)$$

Die Integrationszeit t_1 wird meist so gewählt, daß sich ein ganzzahliges Vielfaches der Netzfrequenzperiode ($n \times 20$ ms) ergibt, um eine möglichst hohe Brummspannungsunterdrückung zu erreichen (siehe Bild 2).

In der zweiten Phase wird die Kondensatorladung mit einem Konstantstrom abgebaut bis der Komparator beim Erreichen seines Nullpunktes schaltet und das Haupttor sperrt.

Entsprechend Gleichung (1) ergibt sich für den Ladezustand nach t_2 ,

$$U_{C2} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^{t_2} U_{ref} \cdot dt \quad (3)$$

$$U_{C2} = \frac{U_{ref} \cdot t_2}{R \cdot C} \quad (4)$$

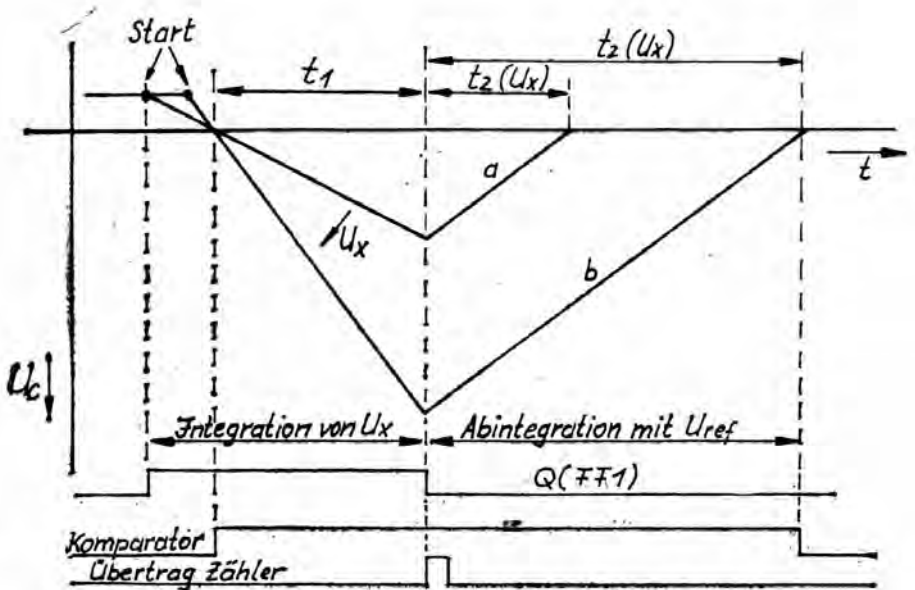
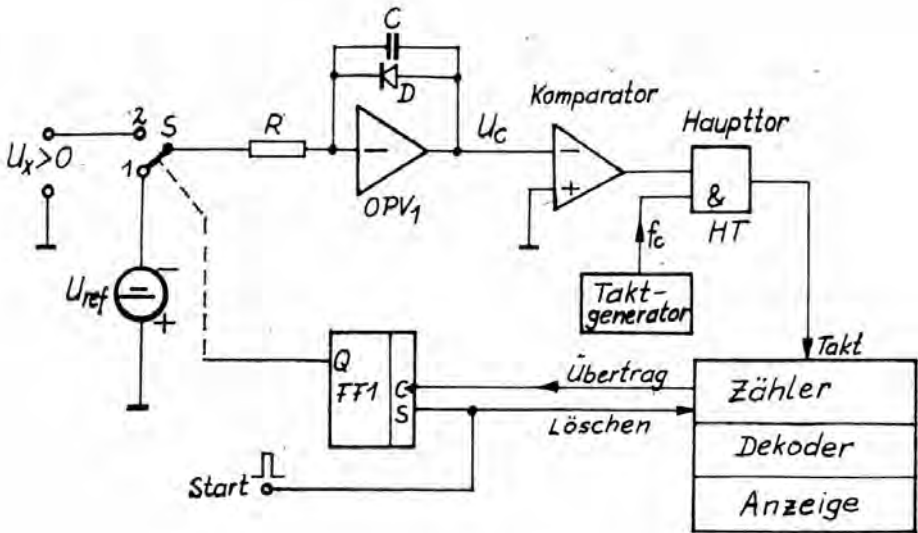


Bild 1: Prinzip der Zweiflankenintegration

Durch Gleichsetzen erhält man

$$t_2 = \frac{U_X}{U_{ref}} \cdot t_1 \quad (5)$$

D. h. die Werte für R und C fallen heraus und der Zählerstand nach t_2 ergibt sich zu

$$Z = t_2 \cdot f_C = \frac{U_X}{U_{ref}} \cdot t_1 \cdot f_C \quad (6)$$

Die Zeit t_1 wird durch den Zählerumfang oder vorgewählten Zählerstand N und die Taktfrequenz f_C festgelegt.

$$t_1 = \frac{N}{f_C} \quad (7)$$

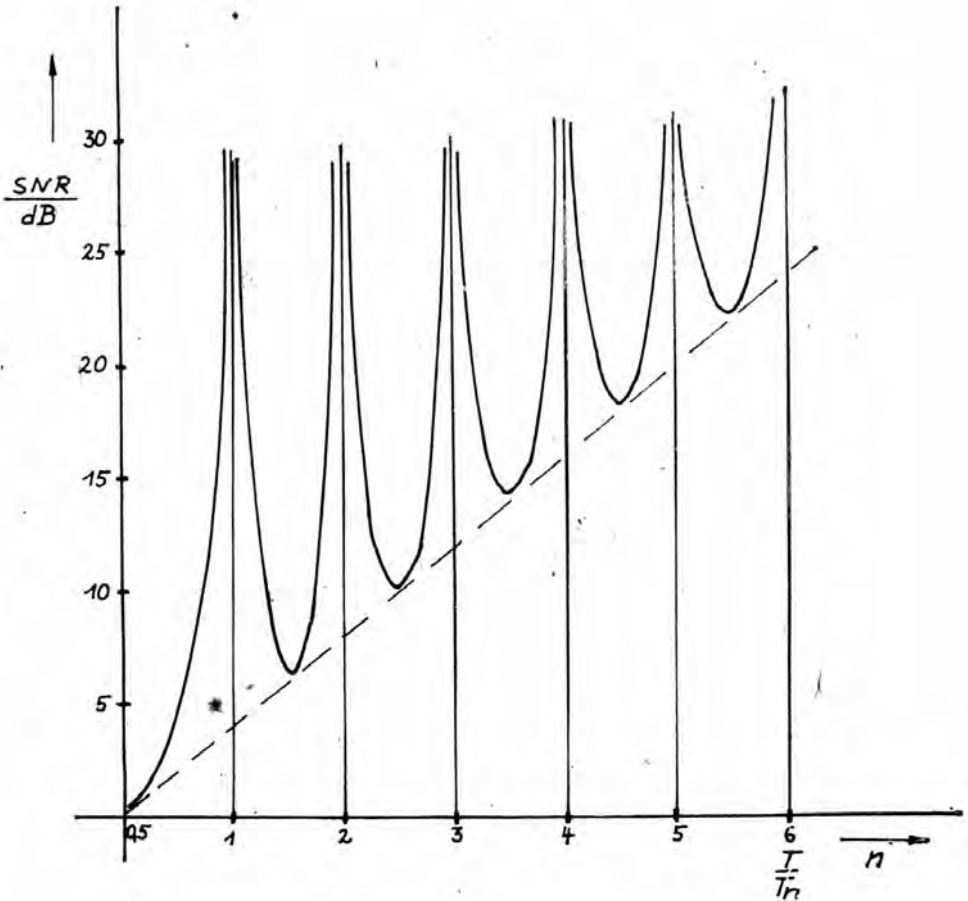
Damit wird der Zählerstand nach einer Meßwertumsetzung

$$Z = \frac{U_X}{U_{ref}} \cdot N \quad (8)$$

Das bedeutet, daß die Taktfrequenz nicht absolut, sondern nur während $t_1 + t_2$ konstant gehalten werden muß. Damit genügen in den meisten Fällen einfache Generatoren den Anforderungen. Außerdem ist zu sehen, daß die Referenzspannung als Genauigkeitsbestimmendes Element die Wandlerqualität festlegt.

Durch die relativ langen Umsetzzeiten ist das Verfahren gut für meßwertanzeigende Systeme geeignet. Gleichzeitig wird durch die lange Integrationszeit eine gute Störspannungsunterdrückung erzielt, was für den prozeßnahen Einsatz sehr wichtig ist. (6)

Neben der hohen realisierbaren Störspannungsunterdrückung bei längeren Integrationszeiten hat das Verfahren den Vorteil, daß Langzeitdriften der Bauelemente eine untergeordnete Rolle spielen (mit Ausnahme der Referenzspannung). Von den Einzelkomponenten ist in jedem Fall Konstanz während der Umsetzzeit zu fordern, die im Bereich von 10 ms bis maximal 1 ... 10 sec. liegt. Wesentlich ist folglich die Kurzzeitstabilität der einzelnen Komponenten.



T - Integrationsperiode
T_n - Rauschperiode

Bild 2: Störspannungs- und Brummspannungsunterdrückung des Dual-Slope-Verfahrens

3. Aufbau und Funktionsweise des C 7136 D

3.1. Allgemeine Kennzeichnung

Mit dem C 7136 D wird im VEB Halbleiterwerk Frankfurt (O) ein 3 1/2-Digit-CMOS-Analog-Digital-Wandler produziert, der LC-Anzeigen mit paralleler Ansteuerung direkt treiben kann. Als Anzeige ist die FAR 09 A des VEB WF Berlin vorgesehen. Der Wandler arbeitet nach dem Zweiflankenintegrationsverfahren mit automatischer Nullpunktkorrektur und Vorzeichenerkennung. Der maximale Anzeigebereich beträgt + 1999. Das Bauelement ist speziell für Anzeigesysteme in transportablen, batteriebetriebenen Meßgeräten entwickelt worden.

Die Versorgung des Wandlers erfolgt aus einer 9 V-Batterie oder mit symmetrischen Betriebsspannungen von + 3 V bis ± 7 V. Die typische Stromaufnahme des Wandlers liegt bei 60 ... 70 µA einschließlich der LC-Anzeige und ermöglicht damit batteriebetriebene Geräte mit hoher Betriebsstundenzahl.

Der Eingangsspannungsbereich von ± 200,0mV ... ± 2 V wird durch die angelegte Referenzspannung von + 100,0 mV ... + 1,000 V festgelegt. Die Meßeingänge sind echte Differenzeingänge mit extrem kleinen Bias-Strömen von typisch 1 ... 2 pA und sehr gutem Gleichaktverhalten.

3.2. Funktionsbeschreibung

Die Bilder 3 und 4 zeigen die Blockschaltbilder des Analog- und des Digitalteils, die auf einem Chip untergebracht sind. Als einzelne Baugruppen enthält das Chip (1):

- drei Operationsverstärker (Puffer-, Integrator- und Regel-OPV)
- einen Komparator
- ein Analogschalternetzwerk
- eine Referenzspannungsquelle mit Analogmassesestabilisierung
- den Taktgenerator mit 4 : 1 Teiler
- Steuerlogik
- Schalterdekoder
- Hauptzähler
- Zwischenspeicher
- BCD- zu 7-Segment-Dekoder
- LCD-Ausgangstreiber und
- Digitalmassesestabilisierung mit separater Z-Dioden-Referenz

Im Abschnitt 3.1. wurde das Prinzip des Dual-Slope-Verfahrens dargestellt. Beim C 7136 D wurde eine komplette Umsetzung durch zwei zusätzliche Phasen erweitert:

- automatische Nullpunktkorrektur (Auto-Zero)
- Nullintegration (Zero-Integrate), um Fehlloadungen auf den Kondensatoren nach dem Einschalten der Betriebsspannungen und nach Übersteuerungszuständen schneller abzubauen und echte Meßwerte zu erhalten.

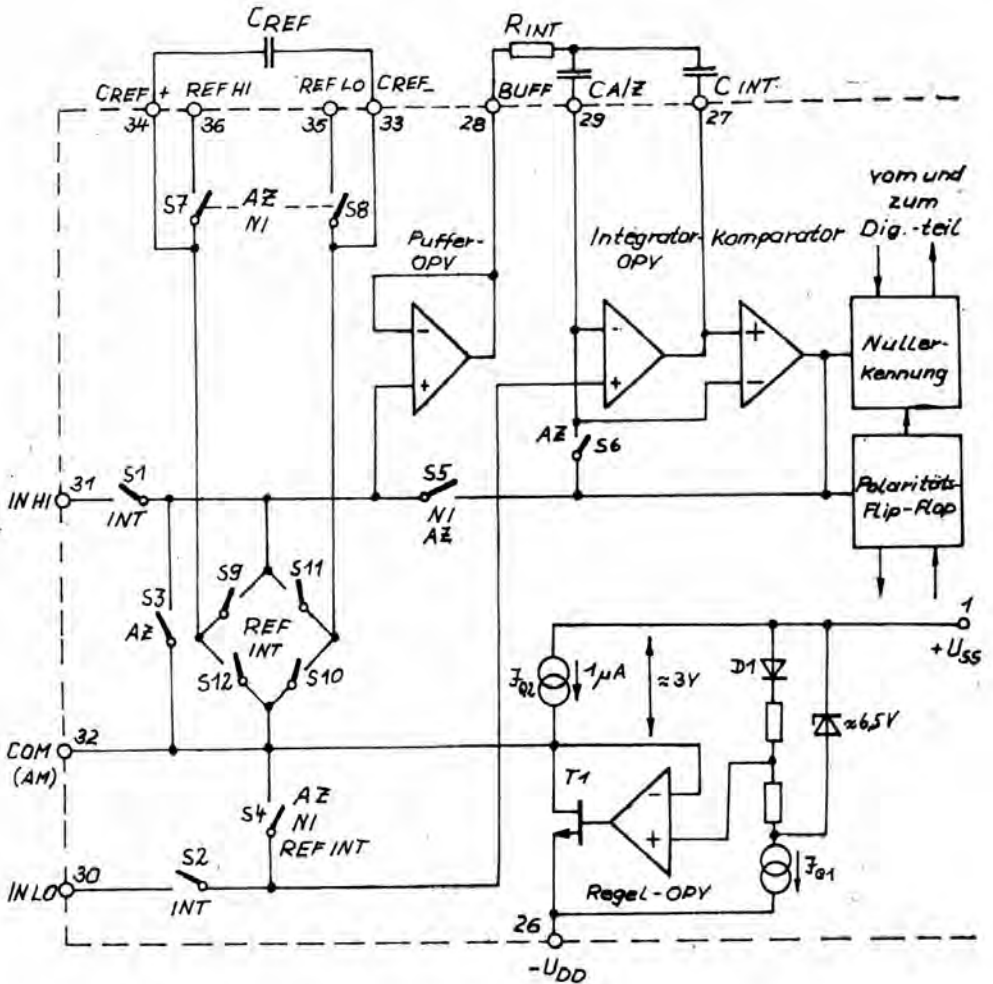


Bild 3: Analogteil des C 7136 D

Die eigentliche Meßwertumsetzung wird durch die Phasen

- Eingangsspannungsintegrationsphase
- Referenzintegrationsphase

realisiert.

Die Steuerung der einzelnen Umsetzphasen erfolgt von der Steuerlogik über den Schalterdekoder. Ausgelöst werden diese Umschaltungen durch

1. erreichte Zählerstände und
2. durch das Schalten des Komparators,

wobei zwischen den Phasen kurze Umschaltphasen liegen, weil kein gleichzeitiges Abschalten der vergangenen und Zuschalten der nächsten Phase erfolgt.

3.2.1. Automatische Nullpunktkorrektur (Auto-Zero)

Während der Auto-Zero-Phase werden die beiden Meßeingänge INHI und INLO von den äußeren Anschlüssen durch die beiden Schalter S1 und S2 abgetrennt. Gleichzeitig erfolgt ein Kurzschließen dieser beiden internen Meßleitungen durch S3 und S4 mit der Analogmasse (COM, AM) am Anschluß 32. Mit den Schaltern S5 und S6 wird eine Schleife vom Komparatorausgang auf den Puffer-OPV- und Integrator-OPV-Eingang geschlossen. Dadurch wird der Nullpunktkondensator C_{AZ} auf die internen Fehlspannungen aufgeladen. Dieser Ladungszustand bildet zugleich den internen Bezugspunkt der Schaltung für die nachfolgende Meßwertumsetzung. Die Größe des Nullpunktkondensators bestimmt die Präzision des Nullpunktabgleichs mit. Dessen Genauigkeit wird vorrangig durch das Eigenrauschen des analogen Schaltungskomplexes, speziell Integrator und Komparator, bestimmt. Es sind Restoffsetwerte von wenigen μV erreichbar, wenn man beachtet, daß für höhere Auflösungen und damit höhere Empfindlichkeiten pro LSB auch größere Kondensatorwerte erforderlich sind.

Während der Auto-Zero-Phase wird die Referenzspannung an den Anschlüssen 35 und 36 (REFLO und REFHI) über die Schalter S7 und S8 auf dem Referenzkondensator C_{REF} (33 und 34) abgespeichert. Damit steht für die Referenzintegrationsphase über das Schalterquartett S9 bis S12 eine masselose Referenzspannung zur Verfügung, die je nach Meßspannung von $U_{IN} < 0$ oder $U_{IN} > 0$ gepolt werden kann.

Damit ist aus Bild 3 auch ersichtlich, daß über die C_{REF} -Anschlüsse auch eine festliegende Referenzspannung verarbeitet werden kann (unter Beachtung der Polung) und damit der Referenzkondensator entfallen kann, wenn mit unipolaren Eingangsspannungen gearbeitet wird.

3.2.2. Eingangsspannungsintegrationsphase

In dieser Phase sind nur die Schalter S1 und S2 geschlossen. Für die Dauer von 1000 internen Zähltaktten oder 4000 Eingangstakten wird die anliegende Meßspannung am Integrator-OPV aufintegriert. Am Ende dieser Phase ist die Ladung auf C_{INT} proportional der Eingangsspannung. Die Integratorausgangsspannung weist dort ihr Maximum (Minimum) auf. Am Ende dieser Phase wird die Lage des Komparators zur Vorzeichenermittlung abgefragt und ausgewertet. In dieser Phase ist das Referenzspannungssystem (Anschlüsse 35 und 36) von der inneren Schaltung abgetrennt.

Die Durchschaltung der zu messenden Eingangsspannung erfolgt über den Puffer-OPV, der einen extrem hohen Eingangswiderstand aufweist. Es werden typische Eingangsbiassströme von 1... 2 pA erreicht. Aufgrund des relativ geringen Querstroms in der Endstufe des Puffer-OPV, kann er nur bis etwa $\pm 1 \mu A$ Ausgangsstrom am Anschluß 28 belastet werden.

3.2.3. Referenzintegrationsphase

In dieser Phase wird die auf dem Integrationskondensator gespeicherte Ladung durch einen Referenzstrom entladen. Dazu wird je nach Komparatorlage ($U_{IN} > 0$ oder $U_{IN} < 0$) die Referenzspannung von C_{REF} polaritätsrichtig über das Schalterquartett S9 bis S12 an den Puffer-OPV geschaltet. Die Referenzspannung hat dabei stets die entgegengesetzte Polarität zur Eingangsspannung. Die Länge dieser Phase ist meßwertabhängig und beträgt zwischen 0 und 2000 Zähltaktte. Das entspricht 0 bis 8000 Oszillatortakten. In dieser Phase wird der Meßwert ermittelt, der mit dem Schalten des Komparators und entsprechender Impulsaufbereitung in den Zwischenspeicher übernommen wird. Die Vorzeicheninformation wurde bereits am Ende der Eingangsspannungsintegrationsphase erfaßt und abgespeichert. In dieser Phase wird der nichtinvertierende Eingang des Integrator-OPV über S4 mit der internen Analogmasse verbunden, die dann der Bezugspunkt der Umsetzung ist.

3.2.4. Nullintegrationsphase

Während der sogenannten Nullintegrationsphase sind die Schalter S4, S5, S7 und S8 geschlossen. D. h. der Komparatorausgang ist mit dem Puffer-OPV-Eingang verbunden. Die Länge dieser Phase ist vom Meßwert abhängig. Für Eingangsspannungen nahe Null beträgt diese Zeit etwa 10 Zählimpulse und kann für $U_{IN} = U_{IN \max}$ bis 600 Zählimpulse betragen. Erkennt der Umsetzer einen Meßwert von ≥ 2000 (Überlauf), weil kein Schalten des Komparators innerhalb der Referenzintegrationsphase erfolgte, vergrößert sich diese Phase auf 2090 Zählimpulse. Mit der Nullintegration wird die Voraussetzung für einen präzisen automatischen Nullpunktgleich geschaffen. Dieser schnellere Fehl-ladungsabbau verkürzt die erforderliche Zeit, um nach Übersteuerungen schneller zu echten Meßwerten zu kommen bzw. die Betriebsbereitschaft nach dem Einschalten der Betriebsspannung zu erreichen.

Für eine komplette Meßwertumsetzung werden 16 000 Eingangstakte, das entspricht 4000 internen Zähltaktten, benötigt.

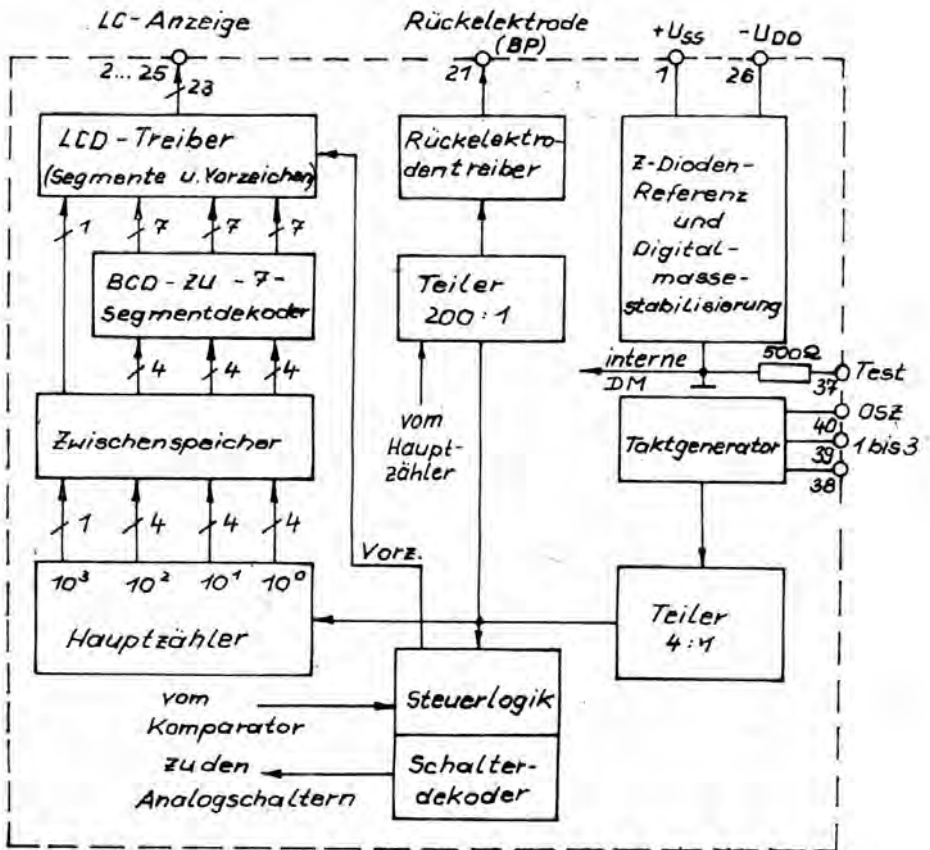


Bild 4: Digitalteil des C 7136 D

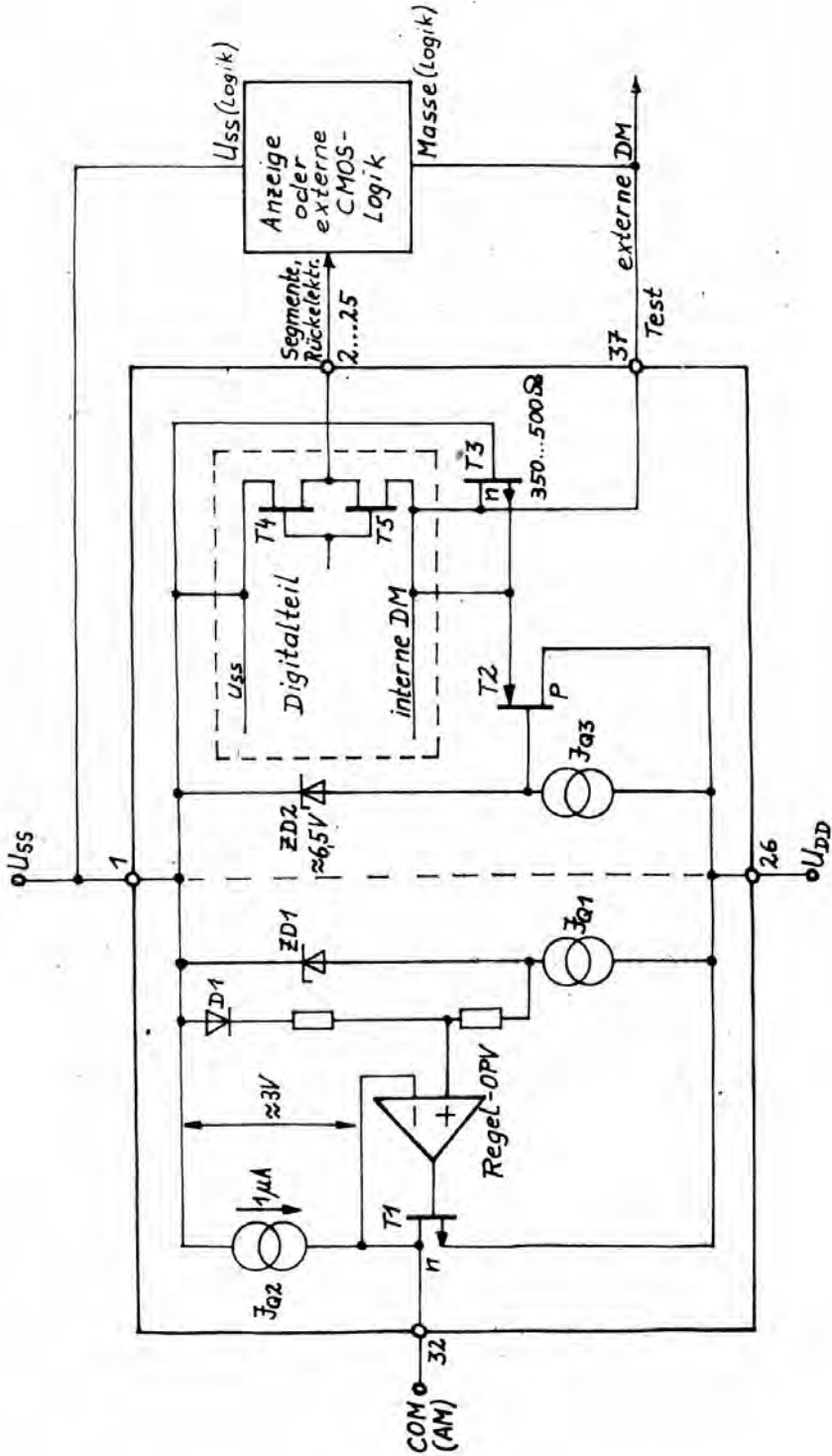


Bild 5: Spannungsversorgung für den Analog- und -den Digitalteil

3.2.5. Betriebsspannungsversorgung

Der C 7136 D verfügt, wie die Bilder 3, 4 und 5 zeigen, über eine interessante Versorgung des Analog- und des Digitalteils. Diese getrennten Versorgungen und die separate Analogmassestabilisierung ermöglichen einen optimalen Einsatz in batteriebetriebenen und netzversorgten Geräten.

Bedingt durch den CMOS-Prozeß des VEB HFD ist das gemeinsame Bezugspotential die positivste Spannung für alle Schaltungsteile. Aus ihr werden alle anderen Spannungen abgeleitet und auf sie bezogen. Es ist Geschmacksache, ob deshalb U_{SS} als Masse aufgefaßt wird und alle anderen Spannungen entsprechend negativ angegeben werden. In diesem Beitrag wird U_{SS} als positive Betriebsspannung bezeichnet. Daraus werden separat die Analog- und die Digitalmasse abgeleitet. U_{DD} wird als negative Betriebsspannung bezeichnet.

Die Versorgung des Analogteils erfolgt von U_{SS} und U_{DD} an die auch eine Regelschaltung zur internen Analogmassestabilisierung angeschlossen ist. Diese Analogmassestabilisierung stellt gleichzeitig eine interne Referenzspannung dar, die zwischen U_{SS} (1) und COM (32) erzeugt wird. Die Referenzspannung wird durch die 6,5 V-Z-Diode, die Stromquelle I_{Q1} , den Spannungsteiler und die Diode D1 zur Temperaturkompensation gebildet.

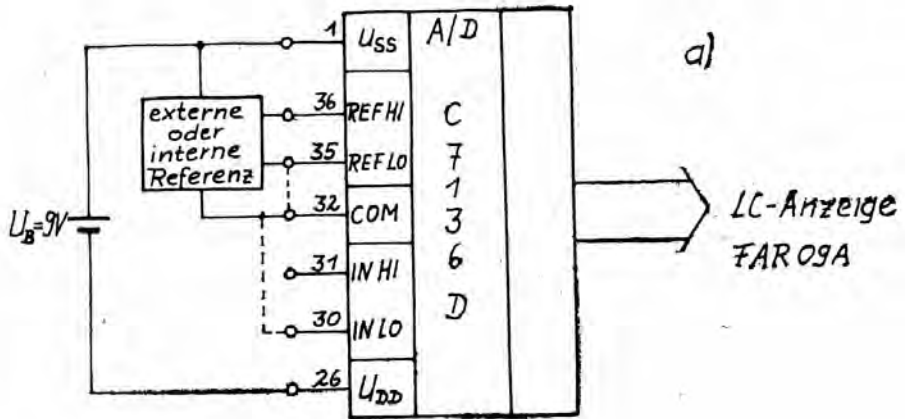
Die Analogmasse ist über den n-Kanal-Regeltransistor T1, der vom Regel-OPV angesteuert wird, mit der negativen und über die $1 \mu A$ -Stromquelle I_{Q2} mit der positiven Betriebsspannung verbunden.

Dabei kann T1 wesentlich größere Ströme von U_{SS} aufnehmen und gegen U_{DD} ableiten, als die Stromquelle I_{Q2} mit $1 \mu A$ liefern kann. Das wird beim Anschluß externer Baugruppen, wie z. B. zur externen Referenzspannungserzeugung, ausgenutzt.

Mit dieser Schaltungsstruktur bieten sich vielseitige Einsatzmöglichkeiten an. (Bild 6)

1. Versorgung aus einer Batterie, die an U_{SS} (1) und U_{DD} (26) angeschlossen wird.
Durch die interne Analogmassestabilisierung wird der Anschluß 32 (COM) auf etwa 3 ... 3,2 V unter U_{SS} festgelegt. Bei einer Batteriespannung von 9 V ergibt sich eine unsymmetrische Lage mit etwa 3 V unter U_{SS} und etwa 6 V über U_{DD} . Diese Betriebsart läßt sowohl die Beschaltung mit einer externen Referenzquelle als auch die Nutzung der internen Referenz zu. (Bild 6 a)

2. Versorgung aus symmetrischen Spannungsquellen mit z. B. ± 5 V. (Bild 6 b)
Der Anschluß erfolgt mit + 5 V an U_{SS} , - 5 V an U_{DD} und der Netzteilmasse an die Analogmasse (32). Bei dieser Betriebsart wird die interne Massestabilisierung durch die äußere Netzteilmasse überschrieben. Aus der Analogmasse wird ein Strom von $1 \mu A$ (I_{Q2}) herausgezogen und der Pegel am Anschluß 32 um etwa 2 V abgesenkt, so daß mit ± 5 V gearbeitet werden kann, ohne die Stromaufnahme des Systems zu erhöhen.



$U_{1-32} \approx 3 \dots 3,2V$

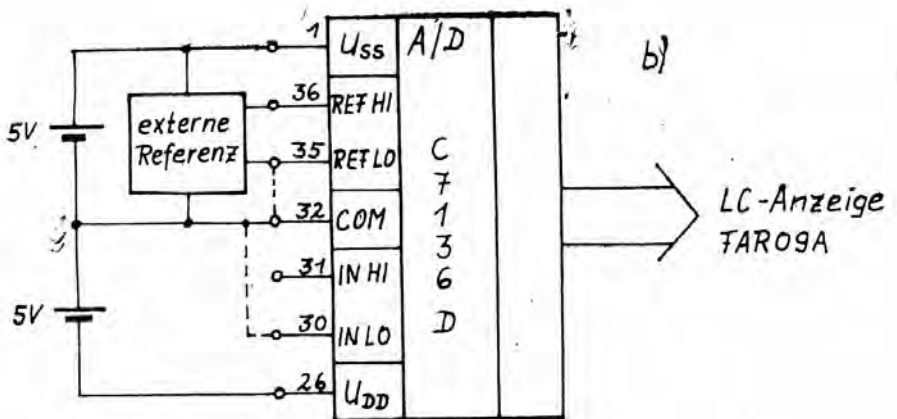


Bild 6: Betriebsspannungsversorgung des C 7136 D

Im Bild 5 ist die Betriebsspannungsversorgung des internen und gegebenenfalls externen Digitalteils dargestellt. Es ist zu erkennen, daß die Digitalmassegewinnung vollständig von dem Analogteil entkoppelt ist (bis auf U_{SS} und U_{DD}). Mit der Stromquelle I_{Q3} wird durch die Z-Diode ZD2 ein definierter Strom gezogen. Über den p-Kanal-Transistor T2 wird die interne Digitalmasse stabilisiert. Dabei stellt sich etwa ein Pegel von 5,5 V unter U_{SS} ein, von dem der gesamte Digitalteil versorgt wird. Der n-Kanal-Transistor T3 stellt praktisch nur einen Reihenwiderstand von 350 ... 500 Ohm dar. Am Anschluß 37 (Test) besteht, unter Berücksichtigung dieses Reihenwiderstandes, ein Zugriff auf die Digitalmasse. Den Anschluß, von externer CMOS-Logik, zeigt Bild 5.

Da die Regelschaltung für die Digitalmasse einen vergleichsweise hohen Innenwiderstand aufweist, sind, bedingt durch die Schaltvorgänge im Digitalteil, Schaltspitzen auf der Digitalmasse. Deshalb sollten die Analog- und Digitalmasse nie miteinander verbunden werden. Die Rückkopplung auf den Analogteil muß vermieden werden, da ansonsten Störungen des Analogteils unvermeidlich sind. Aufgrund der hochohmigen Auslegung dieser Schaltungsteile reagieren die Komponenten auf eingekoppelte Störungen besonders empfindlich. Aus diesem Grund sind auch durch die Layout-Gestaltung die Eigenschaften des Meßsystems in beide Richtungen beeinflussbar.

Beispiele für die Betriebsspannungserzeugung, auf der Basis moderner, leistungsarmer Bauelemente, sind bei den Applikationsbeispielen enthalten.

Wird die interne Analogmassestabilisierung als Referenzspannung verwendet, so müssen eine Reihe von Problemen berücksichtigt werden. Der typische TK der Commonspannung U_{COM} (1 - 32) beträgt -150 ppm/K. Damit ist klar, daß diese Referenzquelle nur für geringere Anforderungen und im eingeschränkten Temperaturbereich als Referenzspannungsquelle verwendet werden sollte. Das gilt besonders, weil der Eingangsspannungsbereich

$$/U_{IN \max} / = 2 \cdot U_{IN \text{ REF}} \quad (9)$$

ist. D. h. Referenzspannungsänderungen wirken sich am Bereichsende um den Faktor 2 verstärkt als Fehler aus, während sie auf den Nullpunkt keinen Einfluß haben.

Da die Regelschaltung einen endlichen Innenwiderstand hat, wirken Stromänderungen, die der Regeltransistor T1 auffangen muß, mit etwa 20 mV/mA auf die Referenzspannung zurück. Daraus ergibt sich, daß für diesen Einsatz auch nur ein konstanter Strom in die Analogmasse fließen darf. Als sinnvolle obere Grenze für den Strom, den die Analogmasse von U_{SS} aufnehmen kann, sind etwa 200 µA anzusetzen.

Das muß berücksichtigt werden, wenn z. B. Referenzelemente, Temperaturfühler oder Brückenschaltungen vor dem C 7136 D geschaltet werden. Entsprechende Kenngrößen und Abhängigkeiten sind im Abschnitt 4 enthalten.

Die Funktion der Analogmassenstabilisierung setzt etwa bei Betriebsspannungen ($U_{SS} - U_{DD}$) von größer 7,0 ... 7,2 V ein.

In den Bildern-13 und 14 ist die entsprechende Abhängigkeit der Regelung dargestellt. Das muß beachtet werden, wenn mit geringen Batteriespannungen gearbeitet wird, weil dann auf jeden Fall eine externe Referenzspannungsquelle verwendet werden muß.

3.2.6. Referenzspannung

Bei den Referenzspannungseingängen handelt es sich um echte Differenzeingänge (REF HI und REF LO), die aber im Betriebsspannungsbereich liegen müssen. D. h. der L-Eingang muß nicht auf die Analogmasse gelegt werden. Die Gleichtaktunterdrückung dieser Eingänge ist noch größer als die der Meßeingänge (IN HI und IN LO), die mit typisch - 86 dB angegeben wird. Das liegt an der Zwischenspeicherung auf dem Referenzkondensator. Der Gleichtaktbereich der Referenzspannung ist ebenfalls größer als der der Meßeingänge.

Referenzspannungsbereich:

Im Standard werden als Minimalwert 0,1 V und als typischer Wert 1 V angegeben. Damit sind Eingangsspannungsbereiche von $\pm 200,0\text{mV}$ bis $\pm 2,000\text{ V}$ realisierbar, bei denen die Auflösung $100\ \mu\text{V/LSB}$ bis $1\ \text{mV/LSB}$ beträgt. In diesem Bereich arbeiten die Bauelemente bei entsprechender Dimensionierung von Taktfrequenz und Analogkomponenten einwandfrei.

Bei $U_{CC} = \pm 5\text{ V}$ wurden die Bauelemente auf die maximale Referenzspannung untersucht. Im Durchschnitt ergab sich mit der Standardbeschaltung ($f_{osz} = 50\text{ kHz}$, $U_{CC} = \pm 5\text{ V}$, $R_{INT} / \text{M}\Omega\text{m} = U_{max} / \text{V}$, $C_{INT} = 47\ \text{nF}$) eine maximale Referenzspannung von $U_{I\ REF} = 2\text{ V}$, d. h. $U_{IN\ max} = \pm 4\text{ V}$ mit einer Auflösung von $2\ \text{mV/LSB}$. Dabei ist unbedingt der maximale Ausgangsstrom des Puffer-OPV mit $I_{O\ max} \leq + 1\ \mu\text{A}$ zu beachten, wenn die Kennlinienfehler durch den Puffer-OPV klein bleiben sollen.

Wichtiger als die maximale ist natürlich die minimale Referenzspannung, weil die Sensoren in der industriellen Meßtechnik in der Regel geringere Empfindlichkeiten aufweisen. Für die direkte Temperaturmessung mit Thermoelementen sind TK's von $10\ \mu\text{V/K}$ bis etwa $50\ \mu\text{V/K}$ und für die Anpassung an die Drucksensoren des VEB GRW Teltow und VEB Mikroelektronik Stahnsdorf Systemauflösungen von $30\ \mu\text{V} \dots 50\ \mu\text{V}$ gefordert.

Als minimale Referenzspannung, bei entsprechender Dimensionierung der Analogkomponenten und Herabsetzung der Taktfrequenz, kann mit $U_{I\ REF} \geq 30\ \text{mV}$, das entspricht $U_{IN\ max} = \pm 60,00\ \text{mV}$ und $30\ \mu\text{V/LSB}$ Auflösung gearbeitet werden. Unter diesen Bedingungen ist die Stabilität des angezeigten Meßwertes natürlich vermindert.

Damit ist die direkte Messung an Drucksensoren und Thermoelementen vom Typ K mit 1 K-Auflösung möglich. In jedem Fall sollte bei $U_{I REF} \leq 100$ mV mit verminderter Taktfrequenz gearbeitet werden.

Sinnvoll sind hier 25 kHz, wodurch sich die Umsetzrate auf $\approx 1,5$ Messungen/sec. verringert, was aber für die meisten technischen Prozesse und Anzeigesysteme ausreichend ist.

3.2.7. Eingangsschaltung

Der C 7136 D ist ein A/D-Wandler mit extrem kleinen Eingangs-Bias-Strömen, da die Eingangsklemmen direkt auf die Gate-Anschlüsse der CMOS-OPV's geschaltet sind. Zusätzlich sind sowohl der IN HI- als auch der IN LO-Eingang mit Schutzschaltungen versehen, die das Bauelement relativ gut gegen elektrostatische Aufladungen schützen. Diese Eingangsschaltung ist äußerst leckstromarm ausgelegt, so daß sich Eingangsströme im Bereich von 1 ... 2 pA (typ.) ergeben.

An den beiden Meßeingängen darf die Eingangsspannung größer als die Betriebsspannungsgrenzen werden, wenn abgesichert ist, daß eine äußere Strombegrenzung auf ≤ 100 μ A erfolgt. Die schaltungstechnische Nutzung der Schutzschaltungen als Klemmdioden ist nicht zulässig.

Die Meßeingänge sind echte Differenzeingänge mit relativ großem Gleichtaktbereich und einer guten Gleichtaktunterdrückung von $CMR \geq 85$ dB (typ.). Die Aussteuerung der Meßeingänge darf bis 1 V unter U_{SS} und 1,5 V über U_{DD} erfolgen.

Eine einfache Möglichkeit der Selbstmessung der Eingangsströme besteht darin, daß zwischen IN HI und IN LO ein 10 MOhm-Widerstand geschaltet wird. Wird die Referenzspannung $U_{I REF} = 50$ mV gewählt, dann erreicht man eine Anzeigeauflösung von 5 pA/LSB. Dabei werden natürlich die Fehlströme auf der Platine durch Verunreinigungen mitgemessen. Bei Strömen in dieser Größenordnung sind sie nicht vernachlässigbar. Außerdem ist die Schaltung gegen Störfelder gut abzuschirmen.

Dieser extrem hochohmige Eingang hat für den praktischen Einsatz viele Vorteile. Es ist z. Z. nicht möglich, durch einen Vorsatz-OPV der Bifet-Reihen den Eingangswiderstand weiter zu verbessern. Man verschlechtert in solchem Fall nur die Drifteigenschaften des Systems. Die Realisierung von Eingangsfiltern mit sehr großen Reihenwiderständen (bis 1 MOhm) und damit kleinen Kapazitäten ist möglich. Die Belastung von vorgeschalteten Brücken (Drucksensoren) oder anderen Sensoren ist geringer als bei jeder anderen Schaltungstechnik.

Eine Kenngröße des Wandlers, die relativ einfach zu messen ist, ist der Umpol- oder Rolloverfehler. Bei einer Eingangsspannung in der Nähe des Bereichsendes werden beide Eingangsklemmen umgepolt. Die betragsmäßige Differenz der Anzeige entspricht dem Umpolfehler, der beim C 7136 D maximal ± 1 LSB betragen darf. Wobei diese Messung ohne Gleichtaktspannung erfolgt.

3.2.8. Integratorbeschaltung

Auch für dieses Bauelement gibt es nicht den Einsatzfall. Aufgrund der vielen schaltungstechnischen Möglichkeiten ist es auch hier wichtig, die Beschaltung an das Meßproblem anzupassen und so optimale Meßergebnisse erhalten zu können.

Die wichtigsten Größen, die bei der Beschaltung berücksichtigt werden müssen sind:

1. Welche Betriebsspannungsversorgung wird eingesetzt?
2. Sind Gleichtaktspannungen zu berücksichtigen?
3. Welche Systemauflösung soll erreicht werden?
4. Welche Umsetzrate soll erreicht werden (Taktfrequenz)?

Als Randbedingungen für die Dimensionierung sind folgende Punkte zu beachten:

1. Der Puffer-OPV sollte am Ausgang mit maximal $\pm 1 \mu\text{A}$ belastet werden, da die Endstufe mit einem Querstrom von $6 \mu\text{A}$ betrieben wird und größere Ströme zwangsläufig zu Linearitätsfehlern führen.
2. Die Aussteuerung des Integrators sollte einschließlich der Gleichtaktspannungen so groß wie möglich gewählt werden, um eine hohe Anzeigestabilität zu sichern. Die Aussteuerungsgrenzen des Integrator-OPV liegen bei $0,5 \text{ V}$ unter U_{SS} und $0,5 \text{ V}$ über U_{DD} .
3. Für höhere Systemempfindlichkeiten sind geringere Taktfrequenzen sinnvoll.

Im Bild 7 sind die typischen Spannungsverläufe am Puffer-OPV- und Integrator-OPV-Ausgang bei einer vorhandenen Gleichtaktspannung U_{CM} dargestellt. Am Ende der Integrationsphase darf der Integrator maximal bis auf $0,5 \text{ V}$ an U_{SS} bzw. U_{DD} angesteuert werden, wobei $U_{IN} = U_{IN \text{ max}}$ ist. Wird bezogen auf U_{SS} oder U_{DD} eine zu große Aussteuerung gewählt, tritt eine Begrenzung der Spitze des Dreiecks auf. Es ist dabei zu beachten, daß am Puffer-OPV und Integrator nur mit sehr hochohmigen Systemen, die zugleich kapazitätsarm sind, gemessen werden kann. Eingänge von Standardoszillografen genügen diesen Anforderungen mit ihren 1 MOhm parallel $15 \dots 30 \text{ pF}$ nicht. Es müssen $10 : 1$ Teiler mit 10 MOhm Eingangswiderstand verwendet werden. Eine Übersteuerung ist in der Anzeige dadurch zu erkennen, daß bei angelegter maximaler Eingangsspannung der maximale Anzeigewert nicht erreicht wird.

Für den Integratorvorwiderstand R_{INT} gilt folgende Dimensionierung, wenn ohne Gleichtaktspannung (U_{CM}) gearbeitet wird:

$$R_{INT} (\text{MOhm}) \approx U_{IN \text{ max}} (\text{V}) \quad (10)$$

um die zulässige Puffer-OPV-Belastung nicht zu überschreiten.

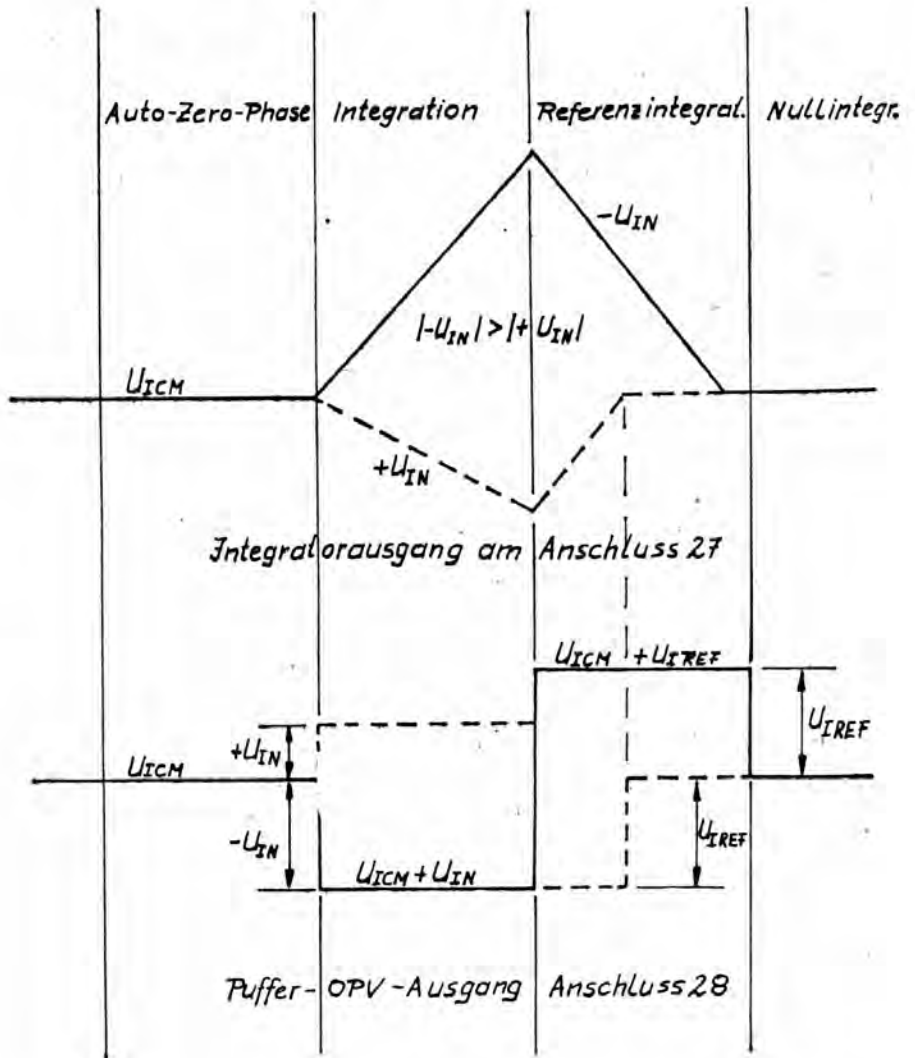


Bild 7: Spannungsverläufe am Puffer- und Integrator-OPV-Ausgang

Für die Festlegung der Integratorkapazität muß die Taktfrequenz oder Umsetzrate und der maximal zulässige Betrag der Integratoraussteuerung bekannt sein, der sich aus der minimalen Betriebsspannung ableiten läßt.

$$C_{INT} \text{ (nF)} \approx \frac{5 \cdot 10^{-3}}{U_{INT} \text{ (V)} \cdot f_{DSZ} \text{ (Hz)}} \quad (11)$$

U_{INT} (V) ist die maximale Integratoraussteuerung, die sich aus der Gleichtaktspannung U_{CM} und dem Integrationshub ergibt. Bei dem Betrieb mit einer 9 V-Batterie liegt die interne Analogmasse etwa 3 V unter U_{SS} . D. h. der maximale Integrationshub einschließlich der Gleichtaktspannung darf $\pm 2,5$ V betragen. Dabei stellt der negative Eingangsspannungsbereich die kritische Seite dar, weil der Integrator-OPV als invertierender OPV arbeitet. Für positive Eingangsspannungen erfolgt die Aussteuerung zur negativen Betriebsspannung U_{DD} , die aber 6 V unter der Analogmasse liegt.

Beim Betrieb mit ± 5 V kann der Integratorhub einschließlich Gleichtaktspannung maximal $\pm 4,5$ V betragen, was in der Regel aber nicht ausgenutzt wird. Ist die Gleichtaktspannung Null, dann sollte der Integrationshub aber mindestens ± 2 V betragen. Bei kleineren Aussteuerungen wird der Komparator überfordert. D.h. das Schaltschwellenrauschen des Komparators erzeugt eine instabile Anzeige, die um den eigentlichen Meßwert streut.

Aus dieser Darstellung ergibt sich auch die untere Betriebsspannungsgrenze, bei der das Bauelement noch als Meßsystem eingesetzt werden kann. Mit $U_{CM} = 0$ V und einer Integratoraussteuerung von ± 2 V beträgt die minimale Betriebsspannung $\pm 2,5$ V. Es ist klar, daß in diesem Fall mit einer externen Referenzspannung gearbeitet werden muß, da die interne Analogmasse stabilisierung erst bei $U_{BAT} > 7 \dots 7,2$ V sicher arbeitet. Eine Kenndatenhaltigkeit kann für derart kleine Betriebsspannungen an der Grenze der Funktionsfähigkeit natürlich nicht erwartet werden. Sie ist aber erstaunlich gut.

3.2.9. Anforderungen an die passiven Bauelemente

Das Verfahren der Zweiflankenintegration ist relativ fehlertolerant. Bis auf die erforderliche Referenzspannung wird von den anderen Komponenten vor allen Dingen Kurzzeitstabilität gefordert. D. h. Konstanz während einer Umsetzung. Das trifft auch auf die Taktfrequenz zu. Diese Tatsache bedeutet nun aber nicht, daß für die passiven Komponenten beliebige Bauelemente eingesetzt werden können. Ihre Güte bestimmt wesentlich die Wandlungsgenauigkeit mit.

Bauelement	Typ
Integrationswiderstand R_{INT}	Kohleschicht-R $U_{IN} = \pm 200,0 \text{ mV}$ $R_{INT} = 200 \text{ k}\Omega$ $U_{IN} = \pm 2,000 \text{ V}$ $R_{INT} = 2 \text{ M}\Omega$
Nullpunktkondensator C_{AZ}	Folienkondensator 100 nF ... 1 μ F
Referenzkondensator C_{REF}	hochwertiger Folienkondensator MKT, MKPI, KP, Polystyrol-C 100 nF ... 470 nF
Integrationskondensator C_{INT}	bestes Folien-C MKT 4, MKPI, KP 10 nF ... 100 nF

Der Nullpunktkondensator bestimmt den Restoffsetwert des Systems mit. Für höhere Empfindlichkeiten sind deshalb die größeren Werte. 470/680/1000 nF erforderlich.

Der Referenzkondensator bestimmt die Umsetzgenauigkeit mit. Für langsame Umsetzraten und hohe Empfindlichkeiten werden die größeren Kapazitätswerte 220/330/470 nF empfohlen. Für die Standardumsetzrate und 1 mV/LSB bzw. 100 μ V/LSB reichen 150 nF aus.

Die Güte des Integrationskondensators bestimmt die Kennliniengenauigkeit. Hier sollten nur Typen mit sehr geringem Verlustwinkel eingesetzt werden. Sowohl die Linearität als auch der Umpolfehler werden von ihm deutlich beeinflusst.

An dieser Stelle sei auch darauf hingewiesen, daß es nicht unwichtig ist, an welchem Anschluß der Außenbelag der Kondensatoren angeschlossen wird. Damit wird die Einkopplung von Störungen in diese Komponenten beeinflusst.

Der Außenbelag der Kondensatoren sollte

C_{INT}	am Anschluß 27 (Int.-ausgang)
C_{REF}	am Anschluß 34
C_{AZ}	am gemeinsamen Anschluß von R_{INT} , C_{INT} , C_{AZ}

angeschlossen werden.

Speziell bei großen Empfindlichkeiten ($U_{REF} \leq 100 \text{ mV}$) sollte auf eine Abschirmung der Baugruppe nicht verzichtet werden. Das ist auch der Fall, wenn das Gerät in elektromagnetischen Störfeldern zum Einsatz kommt. Die Anzeigestabilität kann damit deutlich verbessert werden.

Eine Layout-Gestaltung für die Anschlüsse 27, 28 und 29 zeigt Bild 8.

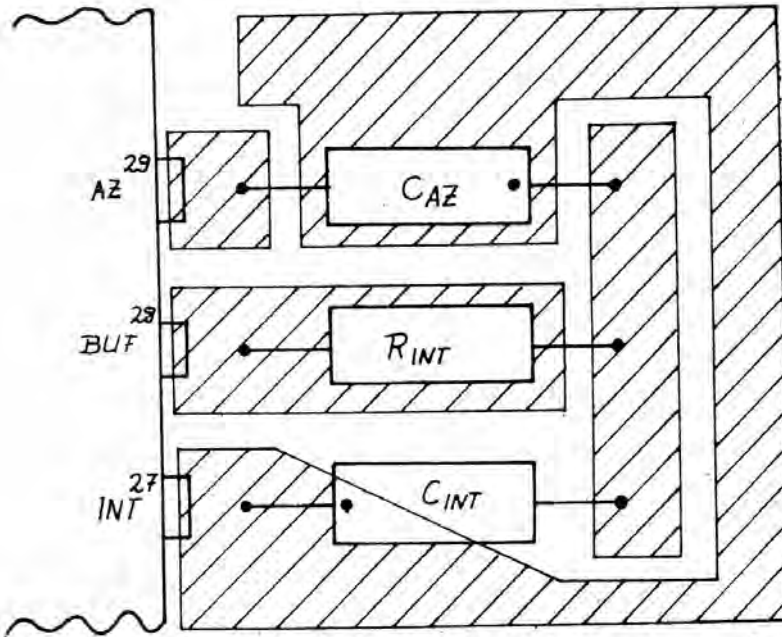


Bild 8: Layout der Integratorbeschlaltung

3.2.10. Oszillator und Taktversorgung

An den Anschlüssen 38, 39 und 40 ist die Beschlaltung des Oszillators vorzunehmen. Die Schaltung besteht aus drei in Reihe geschalteten Gattern zwischen 39 und 40 und einem Gatter zwischen 38 und 39. Im Bild 9 sind die möglichen Oszillatorbeschlaltungen

1. RC-Oszillator
2. Beschlaltung mit 32 kHz-Uhrenquarz
3. externer Taktgenerator

dargestellt.

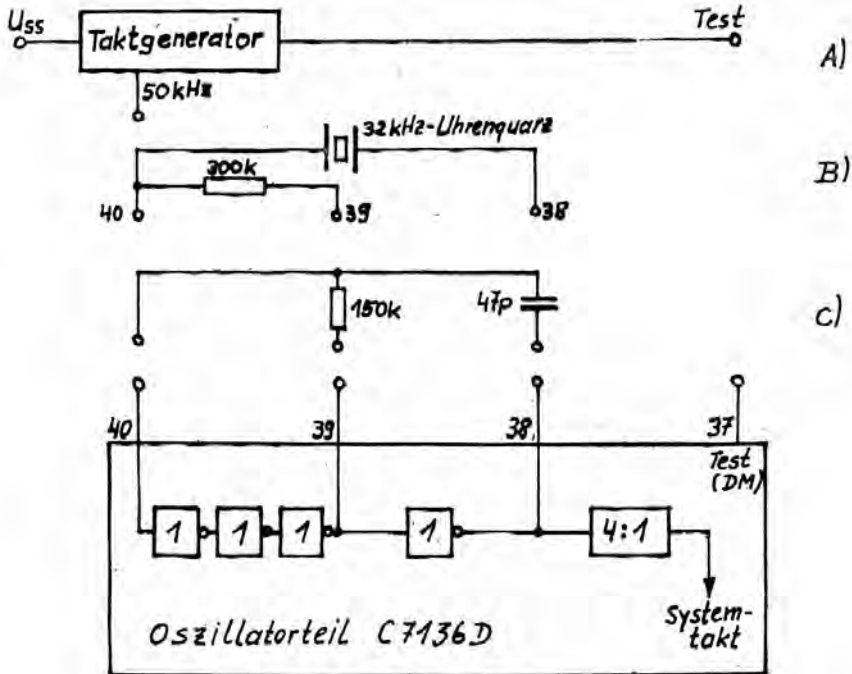


Bild 9: Möglichkeiten der Oszillatorbeschaltung

Bild 10 zeigt die dazugehörigen Signale für den RC-Generator.
Die Taktfrequenz läßt sich für den RC-Generator nach folgender Gleichung berechnen:

$$f_{OSZ} \text{ (Hz)} \approx \frac{0,35}{R \cdot C} \quad (12)$$

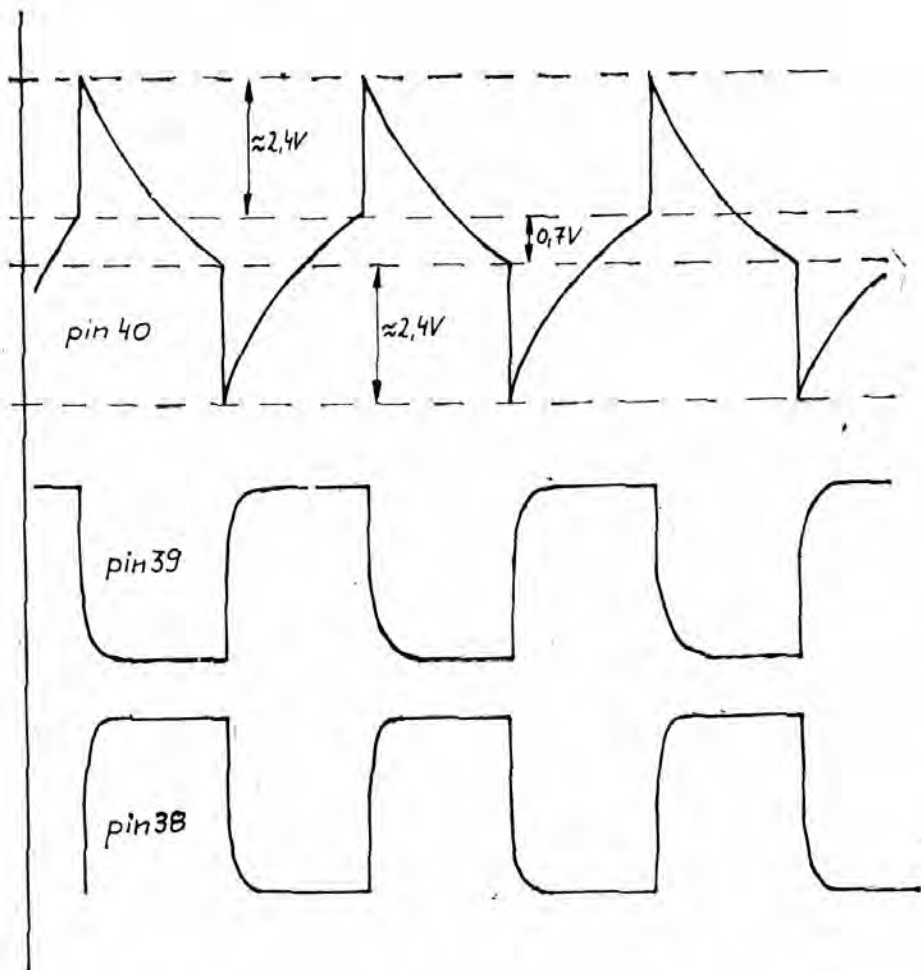


Bild 10: Oszillatorsignale

Mit $R = 150 \text{ k}\Omega$ und 47 pF als Kapazität ergeben sich etwa 50 kHz . Um eine gute Brummspannungsunterdrückung mit dem System zu realisieren, muß die Taktfrequenz so eingestellt werden, daß die Integrationszeit ein ganzzahliges Vielfaches von 20 ms ist.

$$t_{\text{INT}} = n \cdot 20 \text{ ms} \quad (13)$$

Da die Integrationszeit auf 1000 Zählakte (4000 Eingangstakte) festgelegt ist, ergibt sich folgende Tabelle für die Taktfrequenzen und Umsetzraten:

n	3	4	5	6	7
t_{INT} (ms)	60	80	100	120	140
f_{OSZ} (kHz)	66,6	50	40	33,3	28,6
Umsetzrate (s^{-1})	4,1	3,125	2,5	2,1	1,8

Tablelle 2: Taktfrequenz und Umsetzrate

Erfolgt die Beschaltung mit einem 32 kHz -Uhrenquarz, liegt die Umsetzrate bei $2,048 \text{ s}^{-1}$ und die Integrationszeit beträgt 122 ms . Damit ist natürlich auch eine gute 50 Hz -Brummspannungsunterdrückung realisierbar.

In der Literatur wird häufig eine Quarzschaltung ohne Zusatzbauelemente zwischen den Anschlüssen 39 und 40 angegeben. Diese Schaltung schwingt nicht sicher an und kann nicht empfohlen werden.

Die Umsetzrate des Systems ergibt sich zu:

$$f_{\text{C}} (\text{s}^{-1}) = \frac{f_{\text{OSZ}}}{16 \ 000} \quad (14)$$

Mit den angegebenen RC-Beschaltungen ist das Bauelement voll funktionstüchtig. Der angegebene Taktfrequenzbereich kann zu geringeren Taktfrequenzen noch ausgedehnt werden. Die Grenze bildet das Treiberregime des LC-Displays.

Die Messung der Bauelemente erfolgt bei 50 kHz . Für Anzeigesysteme sollte auf keinen Fall ein höherer Wert angesetzt werden. In vielen Fällen, wo hohe Störspannungsunterdrückungen zu fordern sind, ist eine Taktfrequenz von $33,3 \text{ kHz}$ oder $28,6 \text{ kHz}$ sinnvoll. Dabei muß aber auch eine Umdimensionierung der Integratorbeschaltung erfolgen, da sich die Integrationszeit entsprechend vergrößert und der Integrator in die Begrenzung gesteuert würde. Als Grenze für die Taktfrequenz sollten

$$50 \text{ (60) kHz} \geq f_{\text{OSZ}} \geq 10 \text{ kHz}$$

eingehalten werden.

In den meisten Fällen wird ein Abgleich der Taktfrequenz nicht erforderlich sein. Soll die Taktfrequenz auf die 50 Hz-Unterdrückung angepaßt werden, bietet sich die Aufteilung in 130 k Ω m und einen 22 k Ω m-Regler an. Im Abschnitt 4.6. ist ein Diagramm enthalten, das die sinnvollen R- und C-Bereiche und die Taktfrequenz darstellt.

3.2.11. Digitalausgänge

Die Digitalausgänge des C 7136 D dienen der direkten Ansteuerung des LC-Displays. Von den verschiedenen Verfahren wird hier die parallele Ansteuerung, wie sie für die FAR 09 A vom VEB WF Berlin erforderlich ist, eingesetzt. Dafür werden 24 der 40 Anschlüsse des Bausteins benötigt. Im Bild 11 ist das Prinzip der LC-Display-Ansteuerung zu sehen. Für die gesamte Anzeige ist aufgrund des Parallelbetriebes nur eine Rückelektrode (Backplane = BP) erforderlich. Je nach dem, ob ein Segment aktiviert werden soll oder nicht, erfolgt eine gegenphasige Ansteuerung des Segmentes bezogen auf die Rückelektrode oder eine gleichphasige. Damit wird abgesichert, daß das LC-Display nicht mit Gleichspannungen beaufschlagt wird, was über längere Zeit zur Zerstörung der Anzeige führt. Das ist bei der Auslösung der Funktion "Lampentest" unbedingt zu beachten.

Die Frequenz der Signale ergibt sich aus dem 4 : 1 Teiler nach dem Oszillator und der nachfolgenden 200 : 1 Teilung, die aus dem Hauptzähler abgeleitet wird, zu 800 : 1 aus der Oszillatorfrequenz

$$f_{\text{LCD}} = \frac{f_{\text{OSZ}}}{800} \quad (15)$$

Diese Frequenz bestimmt im wesentlichen die untere nutzbare Umsetzrate, da bei $f_{\text{OSZ}} < 20$ kHz die Anzeige eine Art "Tiefenmodulation" aufweist. Mit 50 kHz liegt die Backplanefrequenz bei 62,5 Hz. Die Digitalausgänge bestehen aus symmetrischen Gegentaktendstufen mit typischen $R_{\text{SD on}}$ von 5 k Ω m.

Die FAR 09 A weist einen Betriebsstrom von < 11 μ A auf, wenn alle Segmente und Sonderzeichen angesteuert werden. Damit werden die Segment- und der Backplaneausgang praktisch zwischen U_{SS} und Digitalmasse (Test) geschaltet. Die Sättigungsspannungen sind unter 100 mV.

Eine Besonderheit bildet die Lampentestfunktion. Durch einen Kurzschluß von U_{SS} (1) und Test (37) wird sie ausgelöst. Dabei erhöht sich die Stromaufnahme auf 6 ... 10 mA. Es werden alle Segmente des Displays mit Gleichspannungspegeln angesteuert. Dieser Zustand ist für die FAR 09 A nicht zugelassen und führt über längere Zeit auch zur Zerstörung der Anzeige (max. Gleichspannungsanteil $\leq 0,5$ V). Der Lampentest sollte deshalb nur kurzzeitig und möglichst selten erfolgen.

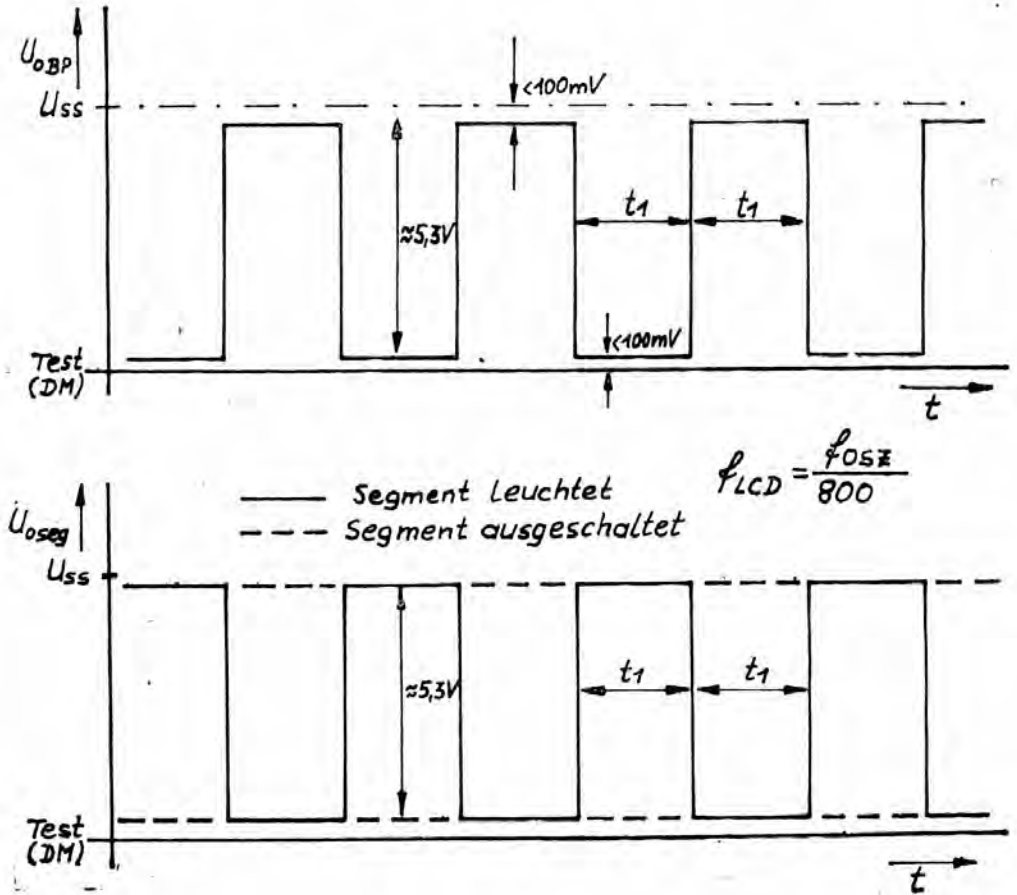


Bild 11: Rückelektroden- und Segmentausgangssignale

Die Ein- und Ausgänge des Digitalteils dürfen nur mit Spannungen zwischen U_{SS} und U_{TEST} belastet werden, wobei für die Digitalausgänge keine Kurzschlußfestigkeit garantiert wird.

Wird von den Digitalausgängen eine externe Logik angesteuert, so dürfen nur CMOS-IS verwendet werden, da die Ausgänge keine LS- oder Standard-TTL-IS treiben können. Im Abschnitt 4.6. ist die Abhängigkeit der Spannung $U_{SS} - U_{TEST}$ vom aufzunehmenden Strom dargestellt, da der Betriebsstrom von angeschlossener Logik über den Testanschluß gegen U_{DD} abfließen muß. Unter Berücksichtigung der Abhängigkeit von etwa 350 ... 500 mV/mA, sollte der eingespeiste Strom 200 μ A nicht überschreiten. Wie aus dem Diagramm (Bild 15) zu entnehmen ist, arbeitet der Wandler aber auch noch bei I_{OL} (Test) von 1 mA. Schaltspitzen und impulsmäßige Stromänderungen sollten durch eine entsprechende Abblockung zwischen U_{SS} und U_{TEST} vermieden werden.

Bei Meßergebnissen mit /Anzeige/ > 1999 werden automatisch die letzten drei Digits ausgeblendet und es bleibt nur die ± 1 als Überlaufanzeige sichtbar.

4. Elektrische Kennwerte und Abhängigkeiten

Der Schaltkreis C 7136 D wird im 40poligen DIL-Gehäuse (Plast) der Bauform 21.4.23.2.40 nach TGL 26 713 gefertigt. Für die Bauelemente gilt die TGL 43 408 (CMOS-AD-Wandler-Schaltkreis C 7136 D) und das Informationsblatt des VEB HFO (C 7136 D monolithisch integrierter CMOS-Schaltkreis 3 1/2 Digit-Analog/Digital-Wandler für LCD-Ansteuerung). (7, 8)

Reihenabstand: 15 mm, Rastermaß: 2,54 mm
Eine Montage im 2,5 mm Raster ist nicht zulässig.

Die Bauelemente sind nach TGL 24 951 in den Integrationsgrad 4 einzuordnen.

4.1. Anschlußbelegung

Anschluß	Bezeichnung	Funktion
1	U _{SS}	positive Betriebsspannung
2	1 D	Segmentausgang
3	1 C	Segmentausgang
4	1 B	Segmentausgang
5	1 A	Segmentausgang
6	1 F	Segmentausgang
7	1 G	Segmentausgang
8	1 E	Segmentausgang
9	10 D	Segmentausgang
10	10 C	Segmentausgang
11	10 B	Segmentausgang
12	10 A	Segmentausgang
13	10 F	Segmentausgang
14	10 E	Segmentausgang
15	100 D	Segmentausgang
16	100 B	Segmentausgang
17	100 F	Segmentausgang
18	100 E	Segmentausgang
19	1000 AB	Segmentausgang
20	POL	Segmentausgang, Vorzeichen
21	BP	Rückelektrodenausgang
22	100 G	Segmentausgang
23	100 A	Segmentausgang
24	100 C	Segmentausgang

Anschluß	Bezeichnung	Funktion
25	IO G	Segmentausgang
26	U_{DD}	negative Betriebsspannung
27	C_{INT}	Integrator-OPV-Ausgang
28	C_{BUFF}	Puffer-OPV-Ausgang
29	C_{AZ}	Auto-Zero-Kondensator
30	IN LO	L-Meßeingang
31	IN HI	H-Meßeingang
32	COMMON	Analogmasse
33	C_{REF+}	Referenzkondensator
34	C_{REF-}	Referenzkondensator
35	REF LO	L-Referenzspannungseingang
36	REF HI	H-Referenzspannungseingang
37	TEST	Digitalmasse
38	OSZ 3	Oszillatorausgang (3)
39	OSZ 2	Oszillator (2)
40	OSZ 1	Oszillatoreingang (1)

Tabelle 3: Anschlußbelegung

4.2. Grenzwerte

Kenngröße	Einheit	Kleinstwert	Größtwert
Betriebsspannung $U_{1-26}, U_{SS} - U_{DD}$	V	0	15
Analog-Eingangsspannung $U_{30,31}$	V	U_{DD}	U_{SS} ¹⁾
Eingangsspannung OSZ 1, U_{40}	V	U_{TEST}	U_{SS}

1) Eine Überschreitung ist nur dann zulässig, wenn abgesichert ist, daß $I_{30/31} \leq 100 \mu A$ bleibt.

Tabelle 4: Grenzwerte

4.3. Haupt- und Nebenkenngrößen

Die Kennwerte nach Tabelle 5 gelten falls nicht anders angegeben bei $T_a = 25^\circ\text{C} \pm 5\text{ K}$, $U_{DD} = 9\text{ V}$, $U_{REF} = 1\text{ V} \pm 10\text{ mV}$, $f_{OSZ} = 50\text{ kHz}$, Toleranz der Einstellwerte $\pm 5\%$.

Kenngröße	Einheit	Kleinstwert	Nominalwert	Größt- wert	Bedingungen
Stromaufnahme I_{SS} (ohne Anzeige)	μA	-	48	200	9 V, 50 kHz
Linearitätsfehler E_L	Digit	-1	0,2	+1	
Segmentausgangsspannung U_{OSG}	V	4	4,7	6	$I_0 = 1\ \mu\text{A}$
Backplaneausgangsspannung U_{OBP}	V	4	4,7	6	$I_0 = 1\ \mu\text{A}$

Tabelle 5: Hauptkenngrößen

Kenngröße	Einheit	Kleinstwert	Nominalwert	Größt- wert	Bedingungen
Umpolfehler E_{RO}	Digit	-1	0,64	+1	$U_{REF} = 100\text{ mV}$ $U_{IN} = 190\text{ mV}$
Verhältnismessfehler R_R	Display	999	1000	1001	$U_{REF} = U_{IN} = 100\text{ mV}$
Commonspannung U_{COM}	V	2,6	3,05	3,4	$I_{COM} = 10\ \mu\text{A}$
Nullmessung R_Z	Display	-0	± 0	+0	$U_{IN} \leq \pm 20\ \mu\text{V}$

Tabelle 6: Nebenkenngrößen

4.4. Übrige Bedingungen

Kenngröße	Einheit	Kleinstwert	Nominalwert	Größt- wert
Betriebsspannung $-U_{DD}$	V	5 ⁽²⁾ 7,2	9 9	12 12
Referenzspannung U_{REF}	V	0,1	1	abhängig von Betriebsbe- dingungen
Eingangsspannung U_{IN}	V	$U_{DD} + 1,5$ V		$U_{SS} - 1$ V
Puffer-OPV-Ausgangs- strom $I_{D\ BUFF}$	μA	-1 μA		+ 1 μA
Integratorausgangs- spannung $U_{D\ INT}$	V	$U_{DD} + 0,5$ V		$U_{SS} - 0,5$ V
Taktfrequenz f_{OSZ}	kHz	abhängig von Betriebsbe- dingungen	50	64
Betriebstemperatur- bereich T_a	$^{\circ}C$	0	25	70

(2) Funktion als AD-Wandler ohne Regelung der Common-Spannung und mit Einschränkungen des Referenzspannungsbereichs, des Integratorhubes, des Gleichtaktbereichs und der LCD-Ausgangsspannung

Tabelle 7: Übrige Bedingungen

4.5. Informationswerte

Kenngröße	Einheit	Nominalwert (typ.)	Bedingungen
Gleichtaktunter- drückung CMR	dB	85	$U_{IN\ LO} = \pm 1$ V
Eingangsleckstrom I_{IL}	pA	1	
Eingangsrausch- spannung U_{INN}	μV	20	Filter: 0,1 Hz ... 10 kHz
Nullpunktdrift α_{ZR}	Digit/K	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$U_{REF} = 1$ V
TK des Endwertes α_{FS}	Digit/K	0,0064	$U_{REF} = 1$ V
TK der Commonspannung α_{COM}	mV/K	0,45	$T_a = 0 \dots 70^{\circ}C$

Tabelle 8: Informationswerte

- 38 -

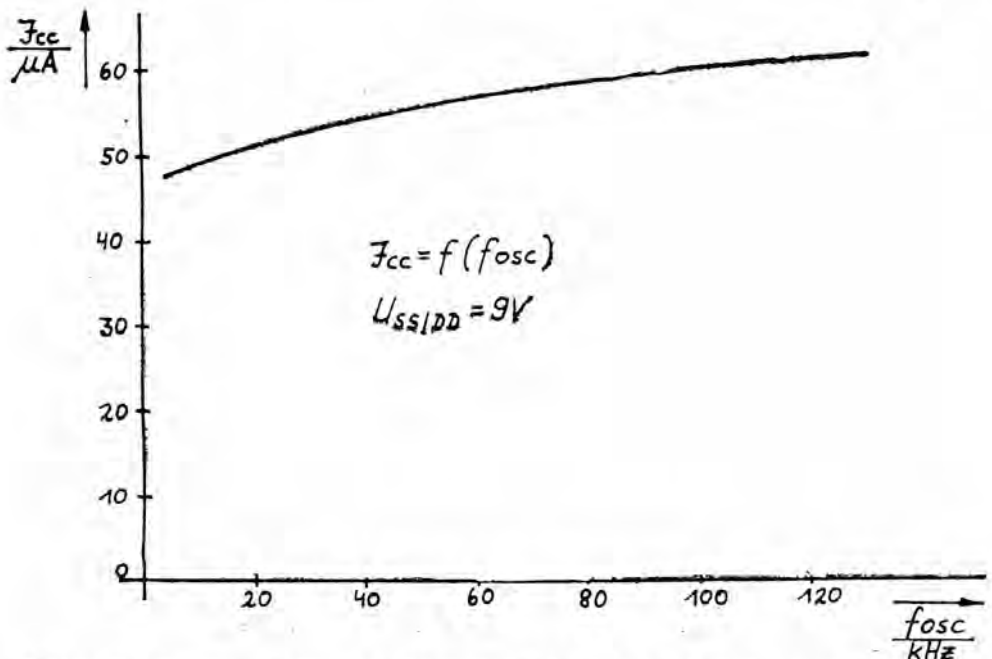
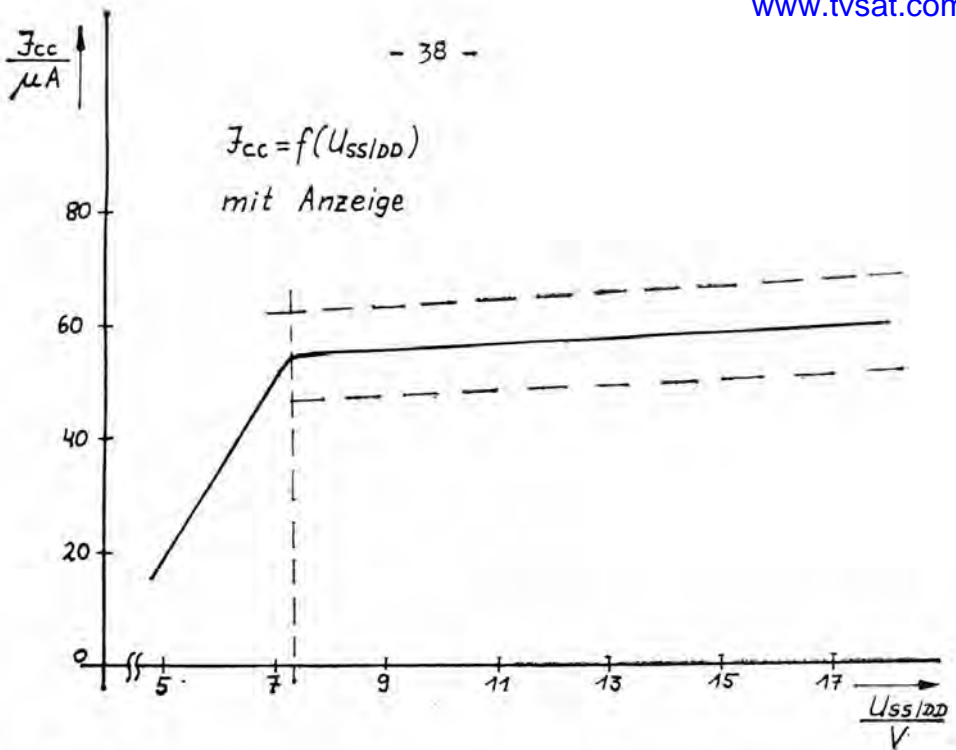


Bild 12: Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Betriebsspannung und Taktfrequenz

4.6. Abhängigkeiten

Die dargestellten Abhängigkeiten sind z. T. dem Informationsblatt entnommen und sind z. T. an kleinen Musterstückzahlen im Labor gemessen worden. D. h. die Angaben sind nicht in jedem Fall repräsentativ und können auch von den typischen Werten der vorangegangenen Tabellen abweichen.

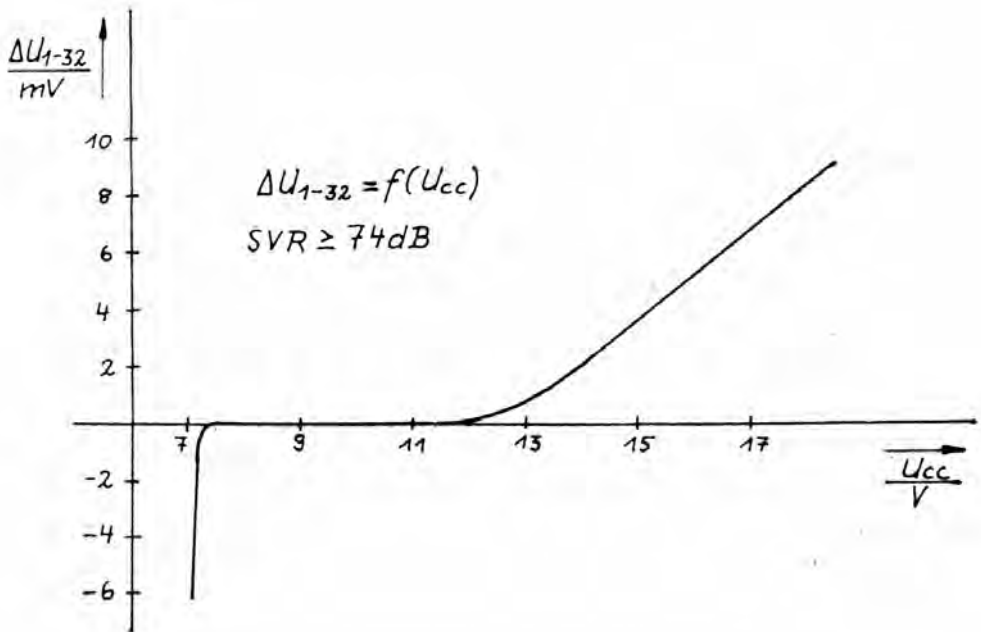


Bild 13: Betriebsspannungsabhängigkeit der Analogmasse

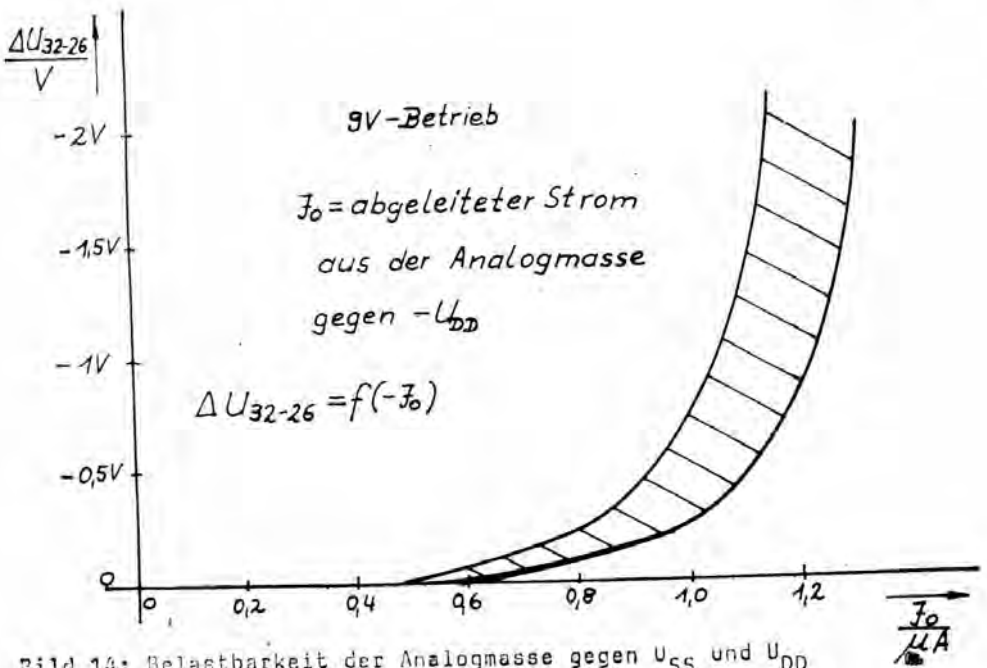
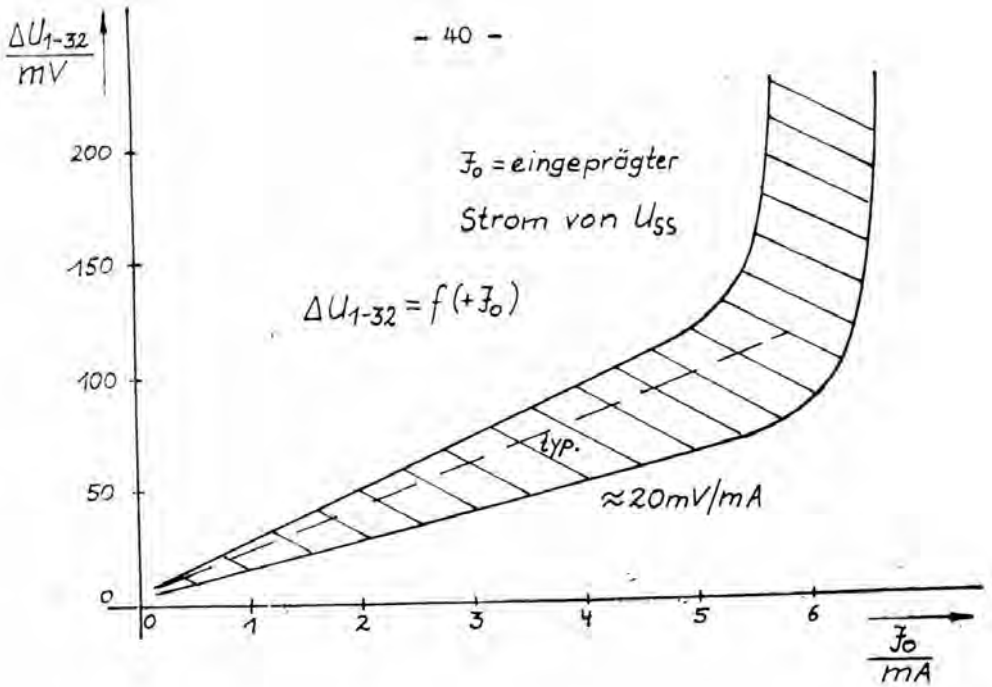


Bild 14: Belastbarkeit der Analogmasse gegen U_{SS} und U_{DD}

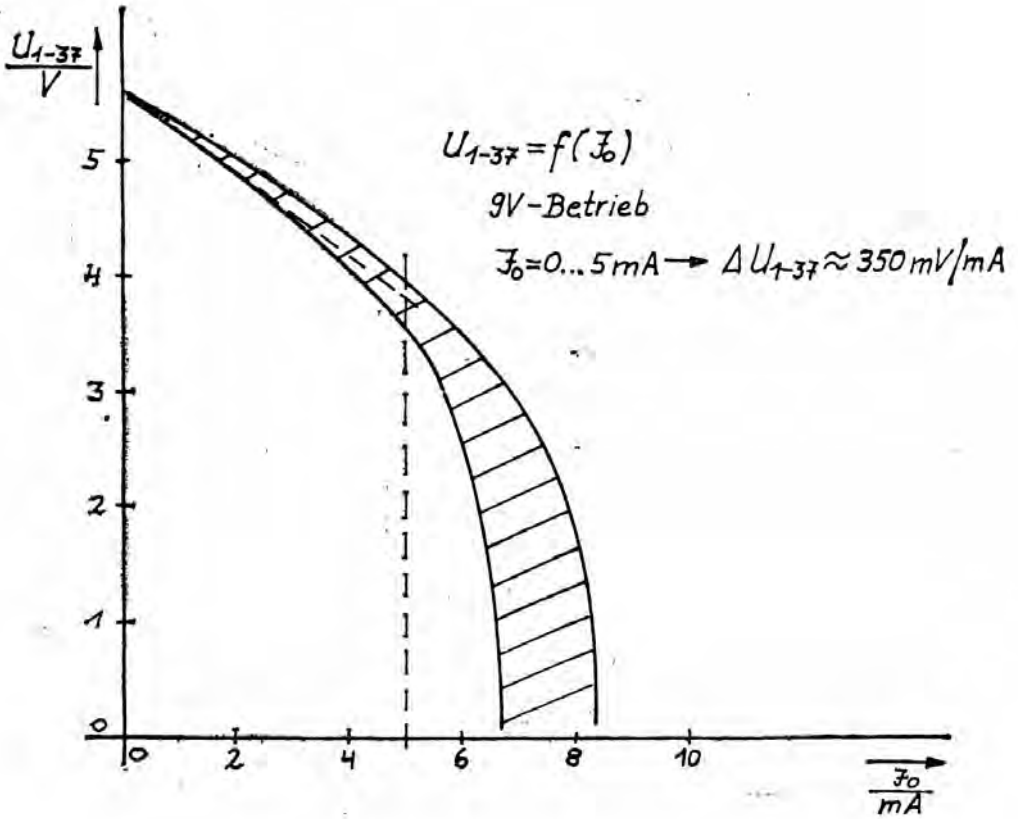


Bild 15: Belastbarkeit der Digitalmasse (Test)

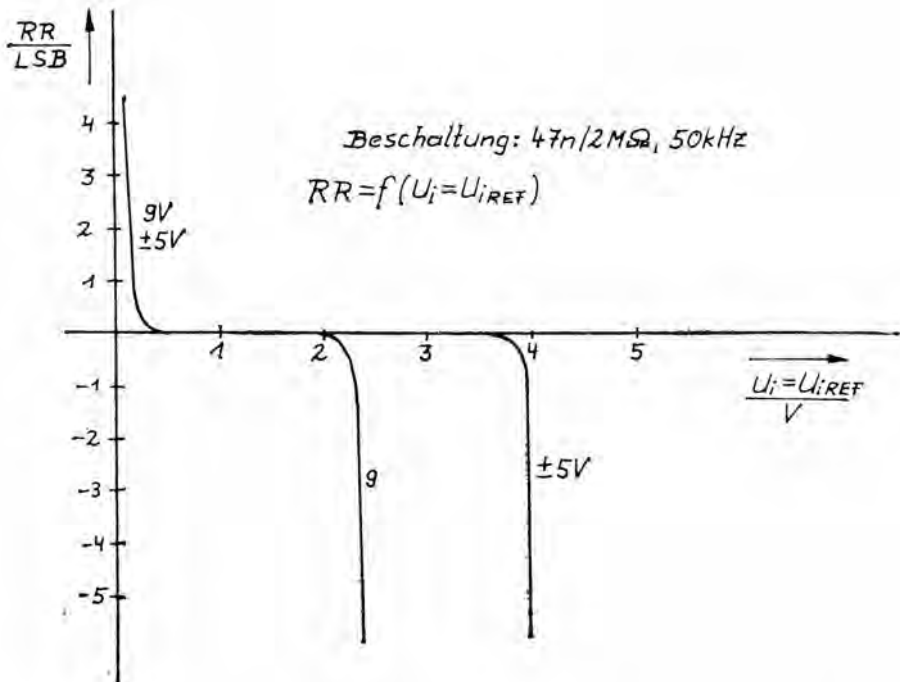
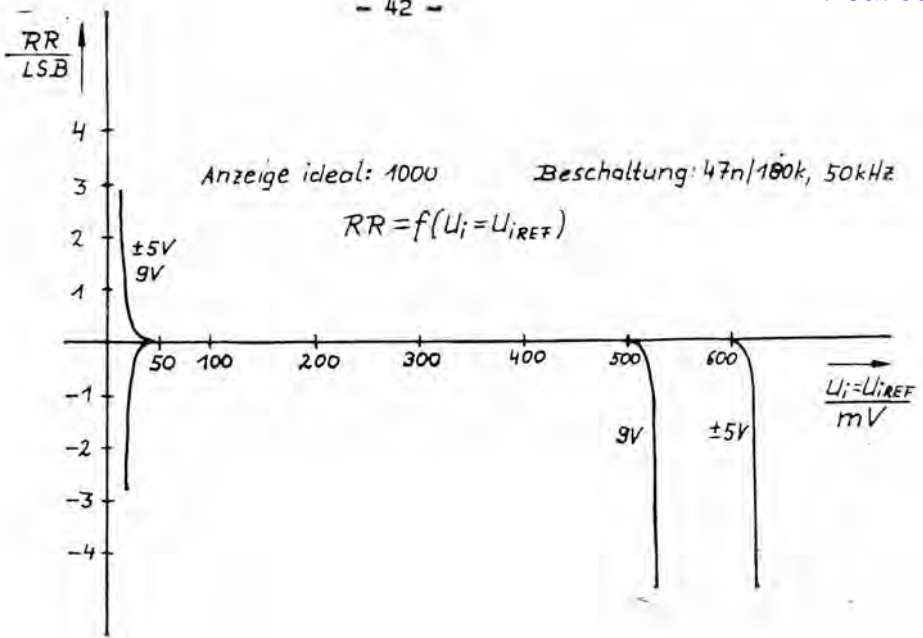


Bild 16: Anzeigefehler bei ratiometrischer Messung $U_{IN} = U_{I,REF}$

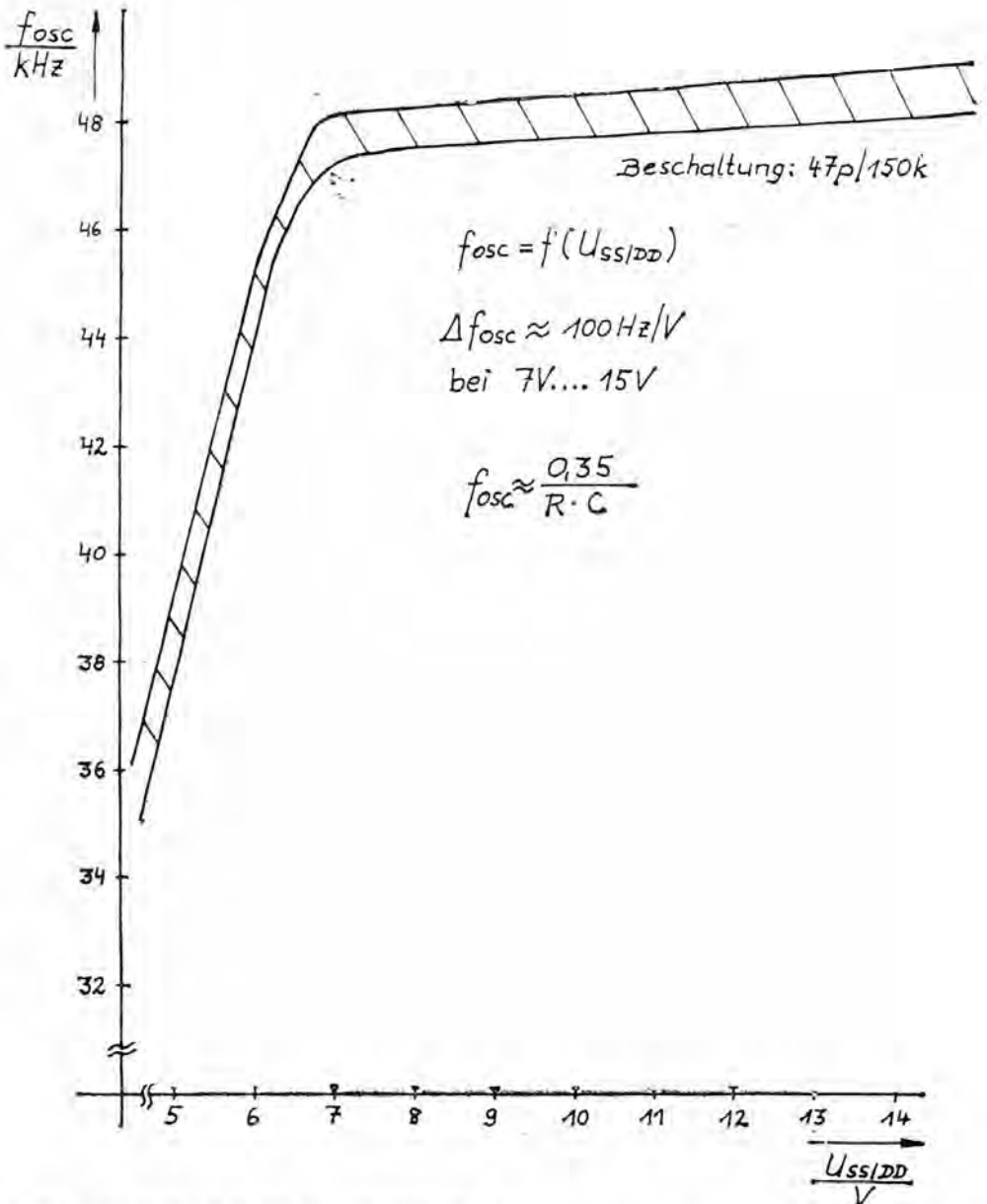


Bild 17: Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Betriebsspannung

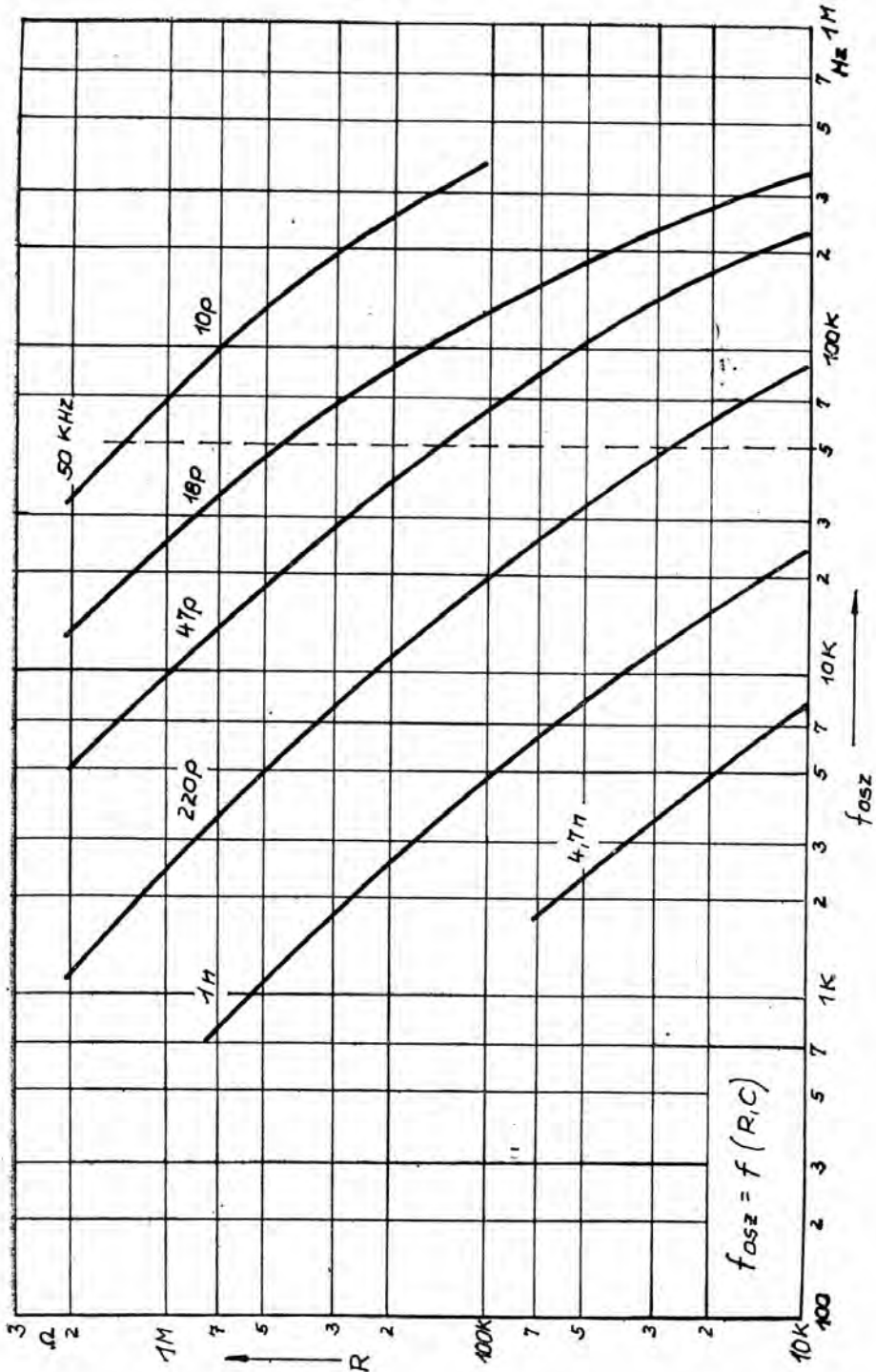


Bild 18: RC-Beschaltung des Oszillators

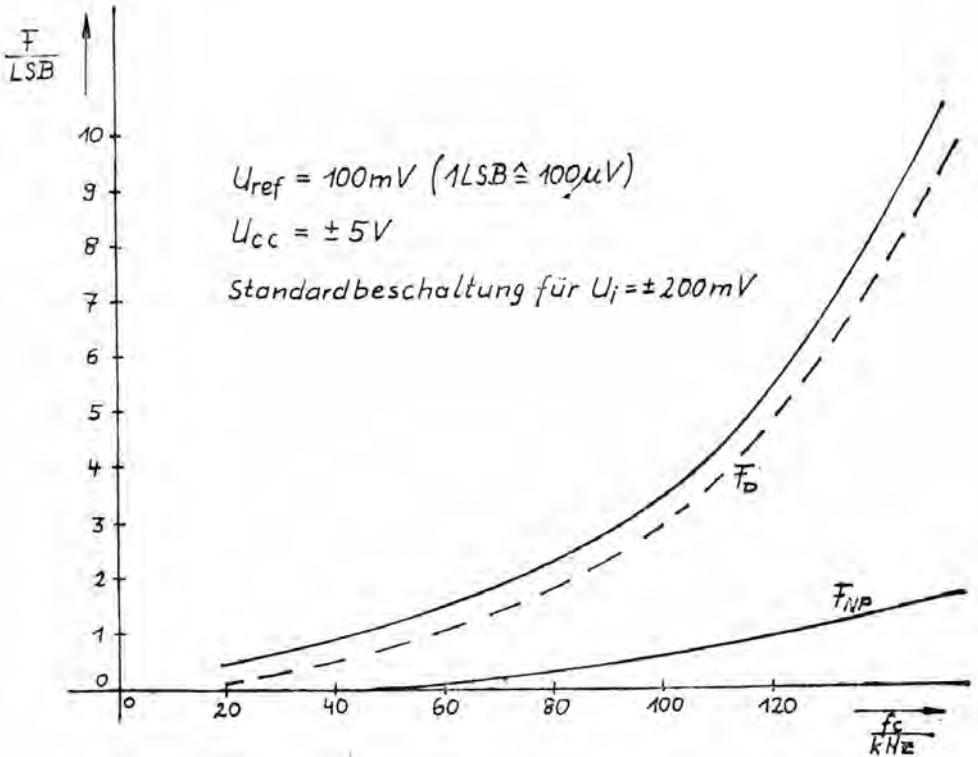


Bild 19: Zusammenhang zwischen Taktfrqenz und Kennlinienfehlern bei gleichbleibender Beschaltung

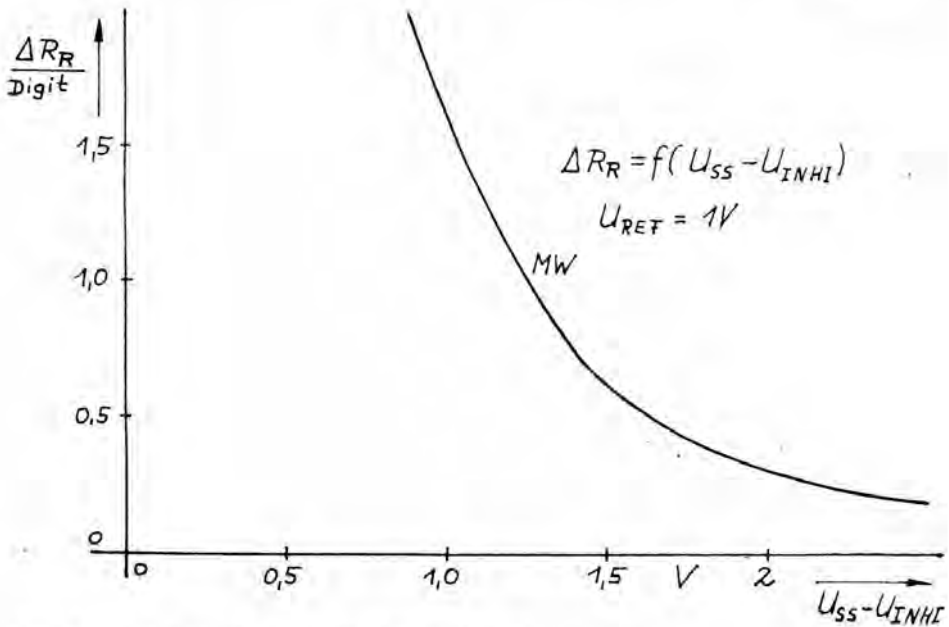
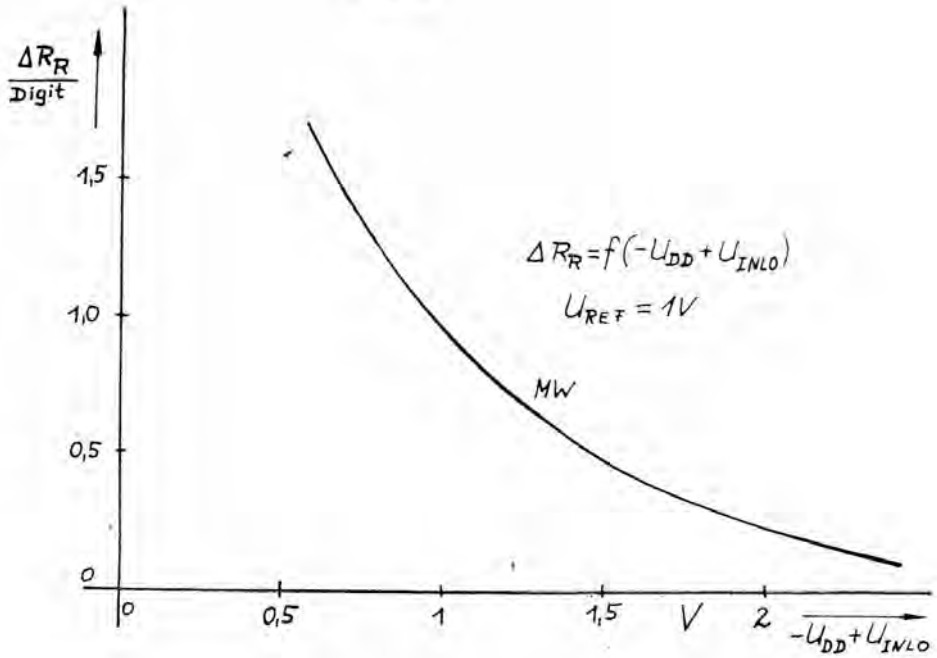


Bild 20: Anzeigefehler in Abhängigkeit von der Eingangsaussteuerung

5. Applikative Hinweise zum Einsatz

1. Die C 7136 D sind CMOS-Bauelemente, so daß die entsprechenden Behandlungs- und Einbauvorschriften anzuwenden sind.
2. Die Betriebsspannungsabblockung sollte mit größer 100 nF zwischen U_{SS} und U_{DD} nahe am Schaltkreis erfolgen.
3. Bei der Versorgung der IS aus einer Betriebsspannung (z. B. Batteriebetrieb) wird die Lage der Analogmasse (Pin 32) vom Schaltkreis intern festgelegt. Die unsymmetrische Lage zu U_{SS} und U_{DD} ist bei der Dimensionierung des Integrators zu berücksichtigen $U_{COMMON} \approx U_{SS} - 3 \text{ V}$.
4. Bei einer Versorgung des A/D-Wandlers mit $\pm 5 \text{ V}$ wird der Anschluß 32 mit der Netzteilmasse verbunden. Dabei wird die interne Analogmassestabilisierung durch die externe Netzteilmasse überschrieben.
5. Werden beim Betrieb des C 7136 D aus einer Versorgungsspannung externe analoge Baugruppen mit angeschlossen, z. B. zur Referenzspannungserzeugung, kann der Anschluß 32 Ströme von U_{SS} bis etwa 200 μA aufnehmen, ohne daß der Pegel der Analogmasse wesentlich angehoben wird ($\Delta U_{COMMON} \approx 20 \text{ mV/mA}$).
6. Wird aus dem Anschluß 32 ein Strom gegen U_{DD} von größer 1 μA gezogen, wird die Analogmasse abgesenkt. D. h. die interne Analogmassestabilisierung wird durch die externe Masse ohne Erhöhung der Stromaufnahme überschrieben, wie z. B. beim Betrieb mit $\pm 5 \text{ V}$.
7. Die interne Referenzspannungserzeugung mit einer temperaturkompensierten Z-Diode wird bei Betriebsspannungen von größer 7 V aktiviert. Bei kleineren Versorgungsspannungen oder dem Einsatz bei größeren Umgebungstemperaturschwankungen muß eine externe Referenzspannungsquelle, z. B. B 589 N, verwendet werden.

8. Der angezeigte Meßwert ergibt sich zu

$$\text{Anzeige} = \frac{U_{IN}}{U_{I \text{ REF}}} \cdot 1000$$

$$\text{mit } |U_{IN \text{ max}}| = 2 \cdot U_{I \text{ REF}}$$

9. Bei entsprechender Dimensionierung der analogen Komponenten und der Taktfrequenz kann die Referenzspannung im Bereich

$$50 \text{ mV} \leq U_{I \text{ REF}} \leq 2 \text{ V}$$

variiert werden. Damit sind Systemempfindlichkeiten von

$$50 \mu\text{V/LSB} \dots 2 \text{ mV/LSB}$$

realisierbar.

10. Um eine maximale 50 Hz-Brummspannungsunterdrückung zu erzielen, ist die Integrationszeit auf

$$t_{INT} = n \cdot 20 \text{ ms}$$

mit
$$t_{INT} = \frac{4000}{f_{OSZ}}$$

Festzulegen.

n	3	4	5	6	7	8
f_{OSZ} (kHz)	66,6	50	40	33,3	28,6	25
f_C (s ⁻¹)	4,1	3,125	2,5	2,1	1,8	1,5

11. Die Umsetzrate f_C des Systems ergibt sich zu

$$f_C \text{ (s}^{-1}\text{)} = \frac{f_{OSZ}}{16 \ 000}$$

Die Dauer der Referenzintegrationsphase beträgt 0 ... 8000 Eingangstakte. Die Auto-Zero-Phase ist abhängig von der Dauer der Referenzintegrationsphase.

12. Taktversorgung

Sie kann auf drei Arten erfolgen:

1. mit externem Taktgenerator, der das Signal am Anschluß 40 einspeist und gegen den Anschluß 37 (Test) arbeitet. Der Anschluß 37 entspricht der internen Digitalmasse.
2. mit einem 32 kHz-Uhrenquarz zwischen den Anschlüssen 38 und 40 und einem Widerstand von etwa 300 kOhm zwischen 39 und 40.
3. RC-Beschaltung:

Die Taktfrequenz ergibt sich

$$f_{OSZ} \text{ (kHz)} \approx \frac{0,35}{R \cdot C}$$

Mit $R \approx 150 \text{ kOhm}$ und $C \approx 47 \text{ pF}$ wird $f_{OSZ} \approx 50 \text{ kHz}$.

Mit der RC-Beschaltung ist das Bauelement voll funktionsfähig.

13. Bei Messungen ohne Gleichtaktspannungen sind die Anschlüsse 30 und 32 zu verbinden.
14. Die Referenzspannungseingänge REF HI und REF LO sind wie die Meßeingänge echte Differenzeingänge. Wird eine Referenzspannung ohne Gleichtaktspannung verwendet, sind die Anschlüsse 32 und 35 zu verbinden.

15. Die Referenzspannungseingänge können als Meßeingänge zur Kehrwertbildung oder bei ratiometrischen Messungen verwendet werden.
16. Werden nur unipolare Eingangsspannungen an IN HI und IN LO verarbeitet, so kann eine gleichtaktfreie Referenzspannung polaritätsrichtig direkt an die Anschlüsse des Referenzkondensators (33 und 34) angeschlossen werden.
17. Für den Referenzkondensator und speziell für den Integrationskondensator sind verlustarme Folienkondensatoren (KP, MKPI, MKT; Polystyrol-C's) einzusetzen.
18. Bei der Montage der Kapazitäten sollte darauf geachtet werden, daß die Außenbeläge der Folienkondensatoren an folgende Anschlüsse geführt werden

Nullpunkt-C: Verbindung von R_{INT} und C_{INT}

Referenz-C: Anschluß 34

Integrations-C: Anschluß 27,

um Störsignaleinkopplungen zu minimieren.

19. Die Aussteuerung des Integrators (U_{INT}) einschließlich der Gleichtaktspannung sollte so ausgelegt werden, daß sie maximal bis $U_{SS} - 0,5$ V bzw. $U_{DD} + 0,5$ V erfolgt.
Als Dimensionierungsrichtlinien gelten:

$$R_{INT} \text{ (M}\Omega\text{)} \approx U_{IN \text{ max}} \text{ (V) bei } U_{CM} = 0 \text{ V}$$

$$C_{INT} \text{ (nF)} \approx \frac{5 \cdot 10^{-3}}{U_{INT} \text{ (V)} \cdot f_{DSZ} \text{ (Hz)}}$$

wobei I_0 (Puffer-OPV) $\leq 1 \mu\text{A}$ bleiben muß.

20. Die Analog- und Digitalmasse werden intern getrennt aus separaten Z-Dioden-Referenzen abgeleitet und liegen nicht auf einem gemeinsamen Potential. Ein Zugriff auf die Digitalmasse besteht am Anschluß 37 (Test) mit einem Reihenwiderstand von etwa 350 ... 500 Ohm, der beim Anschluß externer Logik zu beachten ist.
21. Analog- und Digitalmasse dürfen nicht miteinander verbunden werden (speziell beim ± 5 V-Betrieb); da ansonsten die Schaltspitzen vom Digitalteil auf den Analogteil als Störungen gekoppelt werden und beide Regelungen gegeneinander arbeiten.
22. Da der gesamte Schaltungskomplex sehr empfindlich auf elektromagnetische Störfelder mit unruhiger Anzeige reagiert, empfiehlt sich die Abschirmung des gesamten Analogteils durch eine Kappe, die auf den Analogmasseanschluß gelegt wird.
23. Die Anzeigetreiber (Segment- und Rückelektrodenausgänge) sind Gegentaktausgänge. Die Ausgangspegel werden zwischen U_{SS} und Digitalmasse geschaltet.

24. Die Taktfrequenz für die Ansteuerung der Segment- und des Rückelektrodenausganges beträgt $f_{057}/800$.
25. Für die Ansteuerung der Sonderzeichen und Dezimalpunkte der LC-Anzeige kann eine externe CMOS-Logik verwendet werden, deren Masseanschluß mit dem Testanschluß (37) zu verbinden ist. Die Betriebsspannungsversorgung erfolgt von U_{SS} . Die Stromaufnahme der externen CMOS-Logik sollte maximal 1 mA betragen.

$$\Delta U_{1-37} \approx 350 \text{ mV/mA}$$

26. Die Lampenleertfunktion kann durch den Kurzschluß von U_{SS} und Test ausgelöst werden. Dann werden alle Segmente des Displays angesteuert. Dieser Zustand sollte nur sehr kurz erzwungen werden, da die Ansteuerung der FAR 09 A mit DC-Pegeln erfolgt, was laut Standard (maximaler Gleichspannungsanteil $\leq 0,5 \text{ V}$) nicht gestattet ist und auf Dauer zur Zerstörung der Anzeige führt. In diesen Zustand erhöht sich die Stromaufnahme des C 7136 D auf 6 ... 10 mA.
27. Bleibt der Analogmassenschluß (32) unbeschaltet, d. h. er wird nicht mit einem Punkt des Meßvorsatzes verbunden, dann ist in die Analogmasse über einen Widerstand von 30 ... 60 kOhm ein Strom von 50 ... 100 μA von U_{SS} einzuspeisen.

6. Hinweise zur Fehlersuche

In diesem Abschnitt werden einige Probleme der Fehlerauswirkungen und deren Ursache dargelegt. Dabei kann natürlich nur ein Teil der möglichen Fehlerbilder und Ursachen erfaßt werden.

Eine geeignete Reihenfolge bei der Inbetriebnahme bzw. Fehlersuche kann wie folgt ablaufen:

1. Kontrolle der Betriebsspannungen bezogen auf
 - a) Analogmasse (32)
 - b) Digitalmasse (37)
2. Kontrolle des Oszillators an (38) auf
 - a) Taktfrequenz
 - b) Jitterfreiheit
3. Kontrolle der LCD-Ansteuerpegel am Rückelektroden- und den Segmentausgängen.
4. Kontrolle der statischen Pegel der Meß- und Referenzeingänge bezogen auf die Analogmasse und die Betriebsspannungsanschlüsse (Einhaltung der Gleichtaktbereiche von $U_{I REF}$ und U_{IN})
5. Kontrolle der Arbeitsweise des Puffer-OPV am Ausgang (28) bezogen auf Analogmasse (Schalten zwischen U_{IN} und $U_{I REF}$)
6. Kontrolle der Integratoraussteuerung mit Oszillograf und 10 : 1 Teiler (10 MOhm) bei $U_{IN} = 0 V$ und den maximalen Eingangsspannungen ($\pm U_{IN max}$) auf optimale Aussteuerung (Dreieckfunktion ohne Begrenzung).

Im folgenden sollen einige charakteristische Fehlerbilder und ihre möglichen Ursachen erläutert werden:

1. Anzeige schwankt im gesamten Anzeigebereich:
 - a) Die L-Eingänge der Referenzspannung oder des Meßeingangs sind nicht mit der Analogmasse verbunden. Ein oder beide Eingänge driften, weil der gemeinsame Bezugspunkt fehlt.
 - b) Es fehlt ein gemeinsamer Bezugspunkt zwischen C 7136 D und der zu messenden Schaltung (fehlende Masseverbindung).
2. Anzeige schwankt um einige Digit:
 - a) Die Integratoraussteuerung ist zu gering ($U_{INT} < \pm 2 V$ bei $U_{IN max}$), weil
 - Integrationskonstante falsch bemessen (R_{INT} , C_{INT})
 - Taktfrequenz ist zu groß
 - b) Das Taktsignal ist nicht jitterfrei.

- 52 -

Sind a) und b) entsprechend den Applikationshinweisen ausgelegt, dann sollte

- c) das Eingangssignal und RC-Glied im H-Eingang ($\leq 1 \text{ M}\Omega$, $\leq 100 \text{ nF}$) kontrolliert werden oder
- d) die Abschirmung des Analogteils speziell bei kleinen Referenzspannungen verbessert werden.

3. Anzeige erreicht bei $\pm U_{IN \text{ max}}$ nicht den maximalen Anzeigewert:
Die Integratoraussteuerung ist zu groß (Begrenzung der Integratorspannung), weil:

- a) die Taktfrequenz zu klein ist oder
- b) die Integrationskonstante falsch dimensioniert ist oder
- c) die Gleichtaktspannung zu groß ist.

4. Umpolfehler:

- a) Die Integratoraussteuerung wird einseitig begrenzt. Das ist häufig der Fall, wenn mit interner Massestabilisierung gearbeitet wird und $U_{INT \text{ max}}$ ist $\geq \pm 2,5 \text{ V}$.
- b) Verwendung eines defekten oder ungeeigneten Integrations- oder Referenz-C
- c) Der Ausgangsstrom des Puffer-OPV ist zu groß ($I_{O \text{ max}} \leq 1 \text{ }\mu\text{A}$)
- d) Das Leiterplatten-Layout ist ungünstig gewählt.

5. Nullpunktfehler:

- a) Der Nullpunktkondensator ist für die Auflösung zu klein gewählt.
- b) Über die Zuleitungen zu den Meßeingängen fließen Ströme anderer Baugruppen oder Anschlüsse, die diesen Offsetwert verursachen.

7. Anwendungsbeispiele und Schaltungen

Die in diesem Kapitel dargestellten Applikationsbeispiele stellen eine Auswahl aus der breiten Palette möglicher Anwendungen dar. Der C 7136 D kann aufgrund seiner inneren Schaltungstechnik an die verschiedensten Einsatzfälle und Randbedingungen angepasst werden. Daraus ergibt sich aber auch, daß es nicht die Einsatzschaltung gibt, sondern stets eine Anpassung der Schaltung an die jeweiligen Randbedingungen erforderlich ist, um eine optimale Meßwertanzeige zu ermöglichen. Das ist dann besonders wichtig, wenn die Bauelemente an der Grenze ihrer Leistungsfähigkeit oder außerhalb der garantierten Kennwerte betrieben werden.

7.1. Batteriebetrieb mit 9 V

Bild 21 zeigt eine entsprechende Schaltung für den Batteriebetrieb mit $U_B = 9 \text{ V}$ und unter Verwendung der internen Referenzspannung zwischen U_{SS} und Common (32). Die Dimensionierung ist für $/U_{IN \text{ max}}/ = \pm 0,2 \text{ V}$ mit $U_{I \text{ REF}} = + 100,0 \text{ mV}$ ausgelegt. Mit $R_{INT} = 200 \text{ k}\Omega$ beträgt der maximale Puffer-OPV-Ausgangsstrom, da $U_{CM} = 0 \text{ V}$ ist, $1,0 \mu\text{A}$.

Die unsymmetrische Analogmassestabilisierung legt das Potential von (32) auf etwa $U_{SS} - 3 \text{ V}$ fest, so daß zwischen (32) und U_{DD} etwa 6 V zur Verfügung stehen. Daraus ergibt sich, daß die maximale Integratoraussteuerung $\pm 2,5 \text{ V}$ betragen darf. Sie liegt etwa bei $\pm 2,0 \text{ V}$.

Bei Entladung der Batterie bis etwa $7,0 \dots 7,2 \text{ V}$ wird die Stabilisierung aufrechterhalten. Es sinkt nur die Spannung zwischen der Analogmasse (32) und U_{DD} (26). Wird die Batterie weiter entladen, arbeitet die Referenzspannungsstabilisierung nicht mehr (siehe Bild 13).

Als typischer TK ergibt sich für die Referenzspannung -150 ppm/K , der sich am Bereichsende um den Faktor 2 verstärkt als Endwertdrift niederschlägt. Daraus ergibt sich, daß die interne Referenz nur für geringere Ansprüche bei kleineren Umgebungstemperaturschwankungen für den Wandler eingesetzt werden sollte.

Aufgrund der extremen Hochohmigkeit der Meßeingänge ist es möglich, mit sehr großen Vorwiderständen das Eingangsfilter ($1 \text{ M}\Omega$, 10 nF) aufzubauen. Dabei muß das RC-Einschwingverhalten dieses Gliedes auf sprungartige Eingangssignaländerungen berücksichtigt werden, wenn die erforderliche Meßgenauigkeit erreicht werden soll.

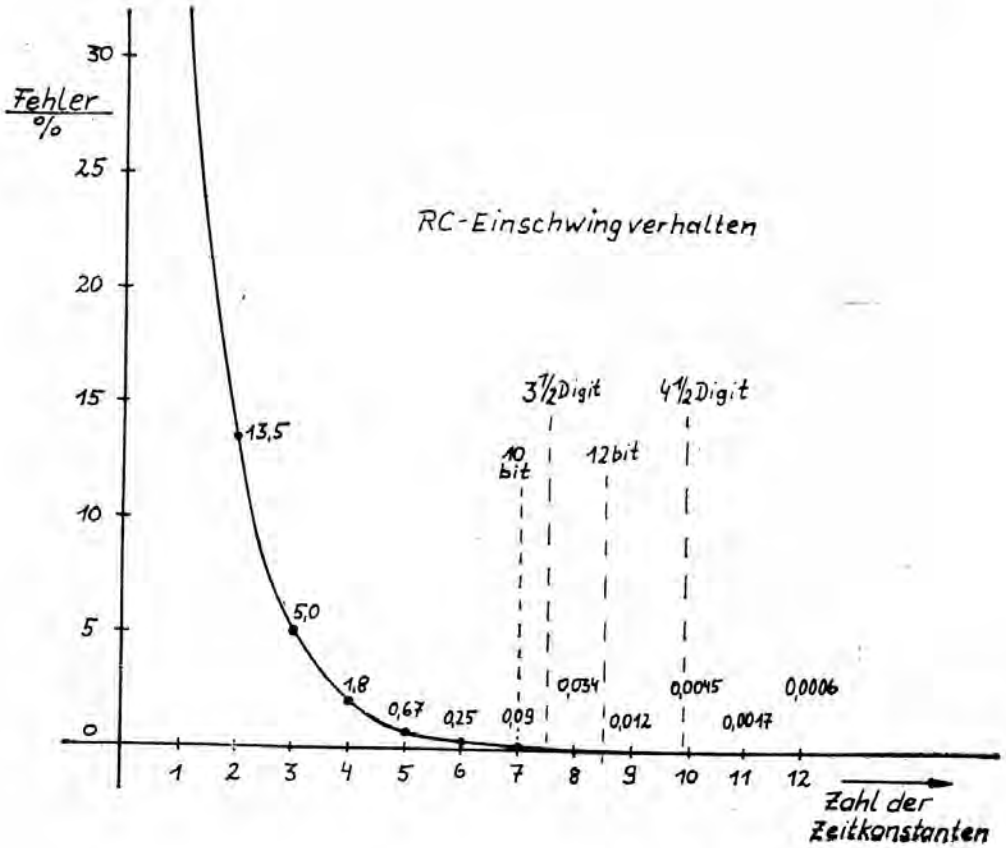


Bild 22: RC- Einschwingverhalten und Restfehler

Das Bild 22 zeigt den Zusammenhang zwischen Einschwinggenauigkeit (Restfehler) und der Zahl der Zeitkonstanten ($\tau = R \cdot C$) des RC-Gliedes. D. h. für 3 1/2-Digit Auflösung ist mindestens eine Zeit von $8 \cdot \tau$ als Einschwingzeit vor der eigentlichen Meßwertumsetzung erforderlich, um die volle Genauigkeit zu erreichen (6).

7.2. ± 5 V-Eetrieb

Bei der Versorgung mit ± 5 V wird die interne Analogmassestabilisierung durch die externe Netzteilmasse überschrieben und um etwa 2 V abgesenkt. Aus dem Anschluß 32 wird ein Strom von 1 μ A herausgezogen.

Die Referenzspannungsbereitstellung erfolgt mit einer B 589 und dem nachgeschalteten Teiler mit + 1,000 V. Damit ergibt sich der Eingangsspannungsbereich zu ± 2 V und $R_{INT} = 2$ MOhm.

Da in diesem Fall ohne Gleichtaktspannung gearbeitet wird (INLO ist mit COM verbunden), kann der Integratorhub für eine stabilere Meßwertanzeige vergrößert werden. C_{INT} wird auf 33 nF verkleinert. Es wäre ebenfalls möglich, die Oszillatorfrequenz auf 33,3 kHz herabzusetzen. Damit ergäben sich 2,1 Messungen/sec. Das RC-Glied müßte dann auf 250 kOhm und 47 pF geändert werden.

Die hier dargestellte Form der gleichtaktfreien Referenzspannung muß nicht unbedingt verwendet werden, da diese Eingänge über ein ausgezeichnetes Gleichtaktverhalten verfügen.

7.3. Betriebsspannungsversorgung

Aufgrund des sehr kleinen Betriebsstromes und der Auslegung der internen Stabilisierungsschaltungen für die Analogmasse und die Digitalmasse bieten sich für dieses Bauelement relativ viele Möglichkeiten der Erzeugung der Betriebsspannungen neben denen der Bilder 21 und 23 an.

Die Oszillatorfrequenz wird über den U 40098 entkoppelt und mit der Dioden- und Kondensatorkombination eine geglättete negative Spannung von etwa 3 ... 3,5 V erzeugt. Diese Gewinnung ist nur möglich, weil der Wandler einen so geringen und relativ konstanten Stromverbrauch aufweist.

Es ist zu beachten, daß die interne Analogmassestabilisierung nicht wirkt, so daß eine externe Referenzquelle verwendet werden muß. Ansonsten würde die Referenzspannung mit der Entladung der Batterie mitlaufen.

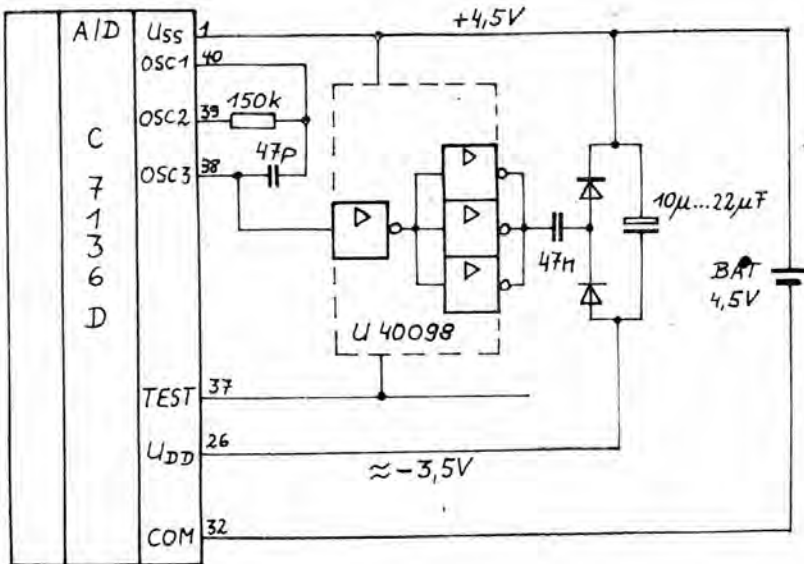


Bild 24: Erzeugung einer negativen Betriebsspannung

In den Bildern 25 und 26 ist die Versorgung aus einer 4,5 V - und einer 1,5 V-Batterie dargestellt. Die Aufbereitung der Batteriespannung für den C 7136 D erfolgt mit dem in der Entwicklung befindlichen DC/DC-Wandler U 7660 D. Dieses Bauelement kann zur Spannungsverdopplung und Erzeugung einer negativen Betriebsspannung mit relativ hohem Wirkungsgrad eingesetzt werden, wobei der Ausgangsstrom auf wenige mA begrenzt ist. Für die Versorgung des C 7136 D ist der U 7660 D eine sehr sinnvolle Ergänzung.

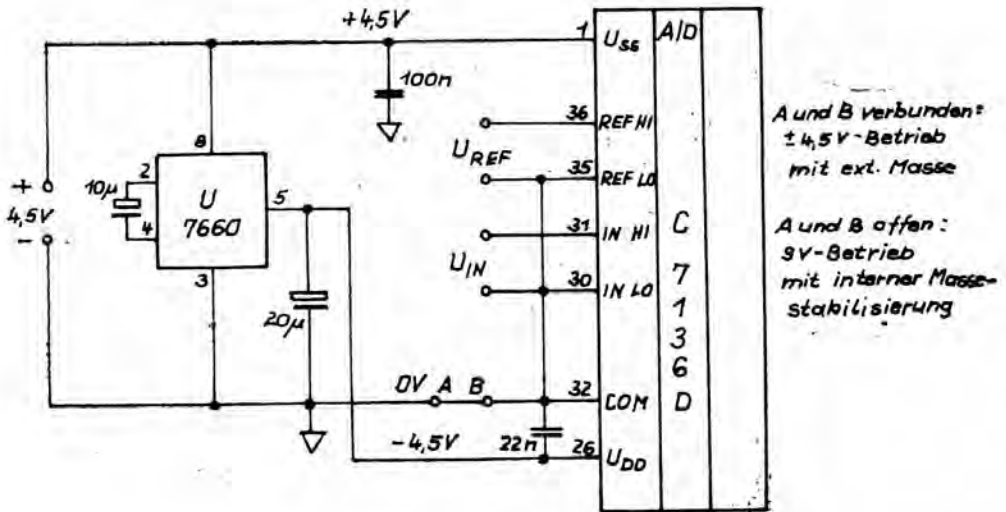


Bild 25: Zusammenschaltung C 7136 D und U 7660 D

Im Bild 25 wird aus einer 4,5 V-Batteriespannung mit dem U 7660 D eine negative Spannung von -4,5 V erzeugt. Mit der Brücke zwischen den Punkten A und B können zwei Betriebsarten realisiert werden

- + 4,5 V-Betrieb mit überschriebener Analogmasse (A und B verbunden)
- 9 V-Betrieb mit interner Analogmassestabilisierung (A und B offen)

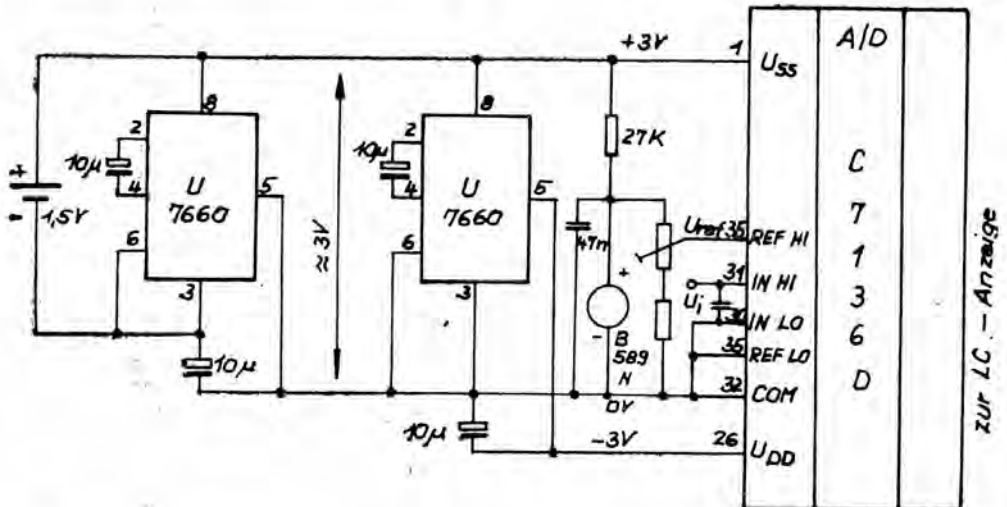


Bild 25: Versorgung des C7136 D aus einer 1,5V-Batterie und mit externer Referenz

Bild 26: Versorgung des C 7136 D aus einer 1,5 V-Batterie

Im Bild 26 wurde durch die Verwendung von 2 x U 7660 D die Versorgung aus einer 1,5-Batterie möglich. Mit dem ersten U 7660 D wird die Spannung auf 3 V verdoppelt, dessen negativer Anschluß die Analogmasse bildet. Mit dem zweiten U 7660 D wird eine negative Betriebsspannung von -3 V erzeugt. Es ist klar, daß die gesamte Schaltung nur mit einer externen Referenzspannung arbeitet. Der B 589 N wird nur mit 50 ... 100 µA Betriebsstrom versorgt. Rechnet man für den Wandler einschließlich der Anzeige und das Referenzelement mit < 160 µA, dann wird die Batterie mit etwa 0,7 mA belastet, was selbst bei einer R 6-Zelle eine lange Betriebszeit ergibt.

Bei der Dimensionierung muß berücksichtigt werden, daß bei entladener Batterie ($\leq 1,2$ V) nur noch Betriebsspannungen von + 2,4 V vorhanden sind. D. h. der Integrator darf entsprechend dem Standard nur bis + 1,9 V angesteuert werden. Die praktische Grenze liegt bei etwa 0,3 ... 0,2 V Reserve zu den Betriebsspannungen. Es ist natürlich klar, daß das Bauelement in dieser Schaltung außerhalb der Garantiewerte und nahe an seiner Funktionsgrenze betrieben wird.

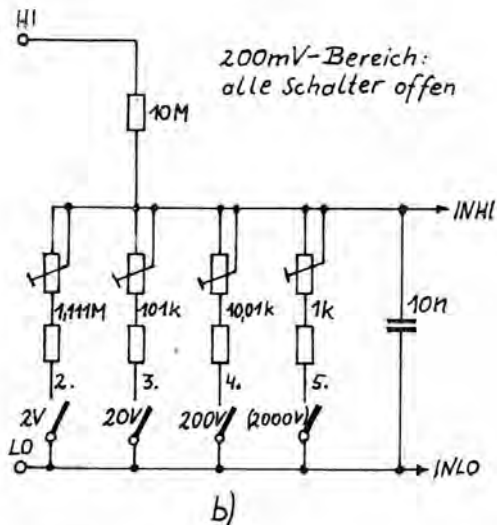
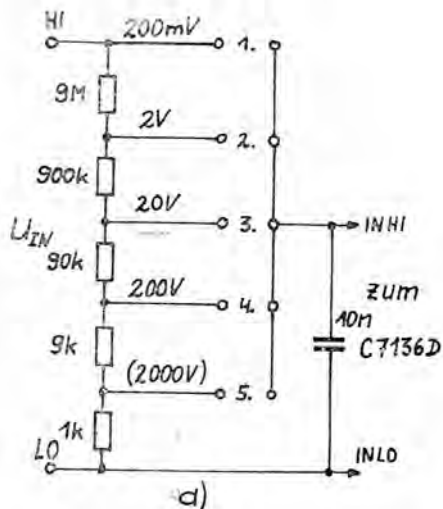
Versorgt man die gesamte Schaltung aus 2 x R 6-Zellen, ergeben sich + 6 V und der zweite U 7660 D ist etwas anders zu beschalten. Das trifft auch auf die Dimensionierung der Referenzspannungserzeugung und die Integratorbeschaltung zu.

7.4. Spannungs- und Strommessung

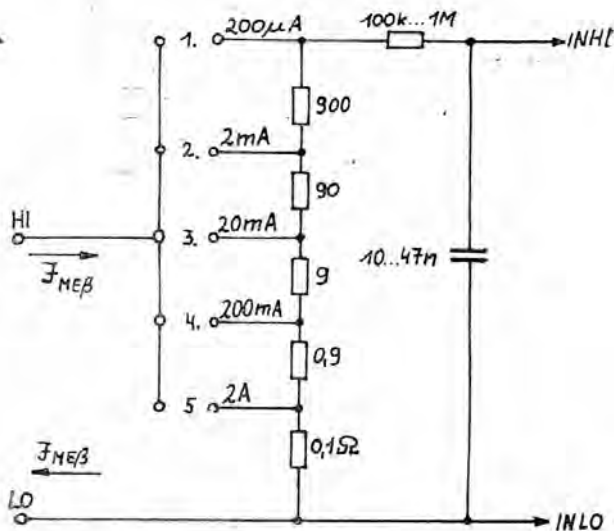
Im Bild 27 sind zwei mögliche Konfigurationen für einen Spannungsteiler dargestellt. Die in den meisten Fällen eingesetzte Version ist a), die sich mit den Präzisionsdünnschichtteilerketten des VEB KKWH sehr gut und genau realisieren läßt. Die Auslegung mit 5 Meßbereichen erfordert für den 2000 V-Bereich natürlich die Beachtung von Schutzvorschriften und Sicherheitsbestimmungen.

Die Schaltung nach b) hat den Vorteil, daß stets ein Reihenwiderstand von 10 MOhm eingeschaltet ist. Da diese Konfiguration als Teilersystem im abgeglichenen Zustand nicht verfügbar ist, sollte die Abgleichmöglichkeit, wie dargestellt, vorgesehen werden.

Bei der Strommessung sind die Meßwiderstände so angeordnet, daß die Meßspannung ohne den Schalterkomplex zum Wandler geführt wird. Auf diese Weise gehen die Spannungsabfälle über den Schalter nicht in das Meßergebnis ein. Die drei größeren Widerstände (900/90/9 Ohm) stehen in einer Teilerkette vom VEB KKWH zur Verfügung. Die 0,9 Ohm und 0,1 Ohm sind aufgrund ihrer höheren Belastung diskret zu realisieren.

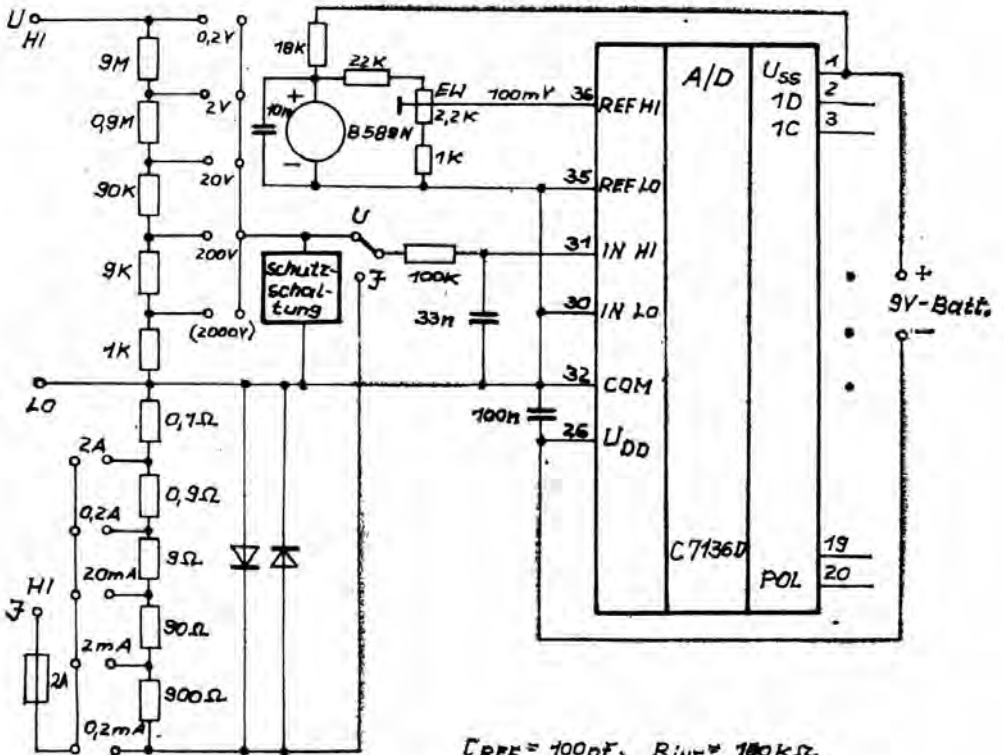


Spannungsmessung



Strommessung

Bild 27: Spannungs- und Stromteiler



$$C_{REF} = 100nF, R_{INT} = 180k\Omega$$

$$C_{AIZ} = 470nF, f_{OSC} = 50kHz$$

$$C_{INT} = 47nF$$

Bild 28: U- und I-Messung bei Batteriebetrieb

Die Zusammenschaltung der Teilerketten mit getrennten Eingängen für die Strom- und Spannungsmessung zeigt Bild 28.

Die Versorgung des AD-Wandlers erfolgt von einer 9 V-Batterie. Um den Spannungsabfall über den Meßwiderstand klein zu halten ($\leq \pm 200$ mV), wird mit $U_{I REF} = 100$ mV gearbeitet. Der hier als Schutzschaltung gezeichnete Block und die Dioden zur Begrenzung der Spannung in den Strombereichen stellen das eigentliche Problem bei diesen Meßvorsätzen dar, wenn sie die Eigenschaften der Schaltung nicht beeinflussen und verschlechtern sollen.

7.5. Widerstandsmessung

Bei der auf den C 7136 D zugeschnittenen Widerstandsmessung wird ein ratiometrisches Meßverfahren angewendet. Es stellt eine einfache und genaue Möglichkeit dar, technische Meßgrößen zu erfassen, die auf einer Widerstandsänderung oder Messung beruhen.

Da der Wandler stets das Verhältnis von $U_{IN}/U_{I REF}$ anzeigt, wird bei der Schaltung nach Bild 29 die Anzeige

$$\text{Anzeige} = \frac{R_x}{R_{REF}} \cdot 1000 \quad (16)$$

Das sehr gute Gleichtaktverhalten der Meß- und Referenzeingänge läßt beide Schaltungsmöglichkeiten zu. Die Dioden schränken die Spannung zwischen U_{SS} und COM ein und verhindern in der oberen Schaltung, daß der H-Meßeingang (INHI) zu dicht an U_{SS} liegt. Gleichzeitig wird der Strom durch die Widerstände verringert. Da bei $R_{REF} = 100$ Ohm und $R_x = 0$ Ohm immerhin ein Strom von 26 mA fließt, muß mit einer ± 5 V-Versorgung gearbeitet werden. Diese Ströme kann die Analogmasse bei interner Stabilisierung natürlich nicht aufnehmen.

R_{REF}	$R_x \text{ max}$	Auflösung	I_M
100 Ohm	199,9 Ohm	0,1 Ohm	13 ... 26 mA !
1 KOhm	1,999 KOhm	1,0 Ohm	1,3 ... 2,6 mA
10 KOhm	19,99 KOhm	10,0 Ohm	0,13 ... 0,26 mA
100 KOhm	199,9 KOhm	100,0 Ohm	13 ... 26 μ A
1 MOhm	1,999 MOhm	1,0 KOhm	1,3 ... 2,6 μ A
10 MOhm	19,99 MOhm	10,0 KOhm	0,13 ... 0,26 μ A

Tabelle 9: Meßbereichsaufteilung

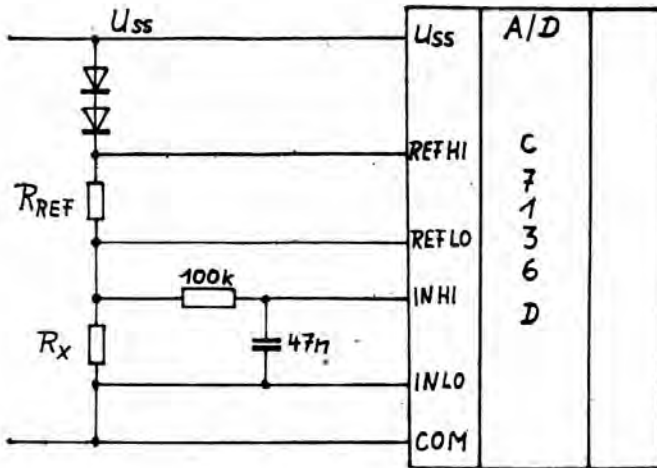
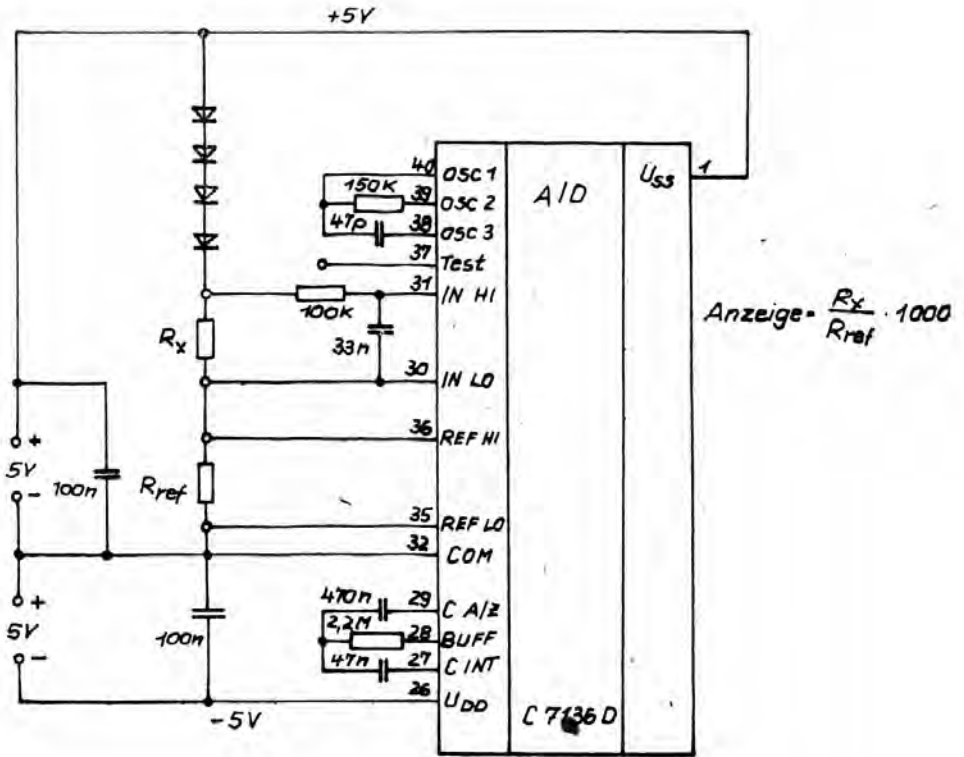


Bild 29: Ratiometrische Widerstandsmessung

Wird mit Betriebsspannungen von ± 5 V gearbeitet, so empfiehlt sich der Einsatz von 4 Dioden, um die Spannung über den Widerständen herabzusetzen. Der Integrator sollte dann mit 2,2 MOhm und 47 nF beschaltet werden.

Über den gesamten R_X -Bereich ergibt sich bei der oberen Schaltung ein Gleichtaktbereich für INLO von $0,33 \cdot (U_{SS} - n \cdot U_{BE}) \dots 1 \cdot (U_{SS} - n \cdot U_{BE})$.

Soll mit einer Batterie und interner Massestabilisierung gearbeitet werden, so sind nur 2 Dioden zwischen U_{SS} und INHI zu schalten und der minimale Referenzwiderstand beträgt $R_{REF \min} = 1 \text{ KOhm}$, da ansonsten der Strom in Anschluß 32 zu groß wird. Wird der 20 MOhm-Bereich eingesetzt, ist ein langsames Einlaufen in den richtigen Meßwert zu beobachten, da die Außenbeschaltung sehr hochohmig ist.

Das Verfahren kann natürlich auch auf andere Meßgrößen, bei denen Widerstandsveränderungen auftreten, wie z. B. bei der Druck- oder Temperaturmessung mit PT 100, angewendet werden.

7.6. Temperaturmessung

7.6.1. B 511 N

Der Temperaturfühler B 511 N arbeitet als ΔI -Wandler auf einen 1 KOhm-Widerstand und erzeugt etwa 1 mV/K im Bereich von $-50 \dots +125^\circ\text{C}$ (Bild 30). Mit einer Referenzspannung von +100 mV, die mit einer externen Referenzspannung (B 589 N) erzeugt wird, beträgt die Auflösung 100 $\mu\text{V}/\text{LSB}$ und damit 0,1 K pro LSB. Der Endwertregler ist mit 2,2 KOhm relativ groß bemessen, um die Toleranzen des B 511 N ausgleichen zu können. Das Gleiche trifft auf den Nullpunktregler zu, der den Grundstrom des Fühlers bei 0°C auszugleichen hat. Durch den ± 5 V-Betrieb wird die Analogmassenstabilisierung nicht mit dem Strom des Temperaturfühlers und der Referenz belastet.

Die Speisung durch eine 9 V-Batterie mit interner Analogmassenstabilisierung entfällt, da der Fühler B 511 N mindestens 4 V für einen sicheren Betrieb benötigt.

Prinzipiell dargestellt ist der Anschluß eines externen Taktgenerators, der das 50 KHz-Signal am OSC 1-Eingang einspeist. Als Taktgenerator können V 4093 oder V 4011 eingesetzt werden. Die externe Taktversorgung hat aber gegenüber dem internen Oszillator keine qualitativen Vorteile, wenn mit einer Taktfrequenz z. B. von 50 KHz gearbeitet wird.

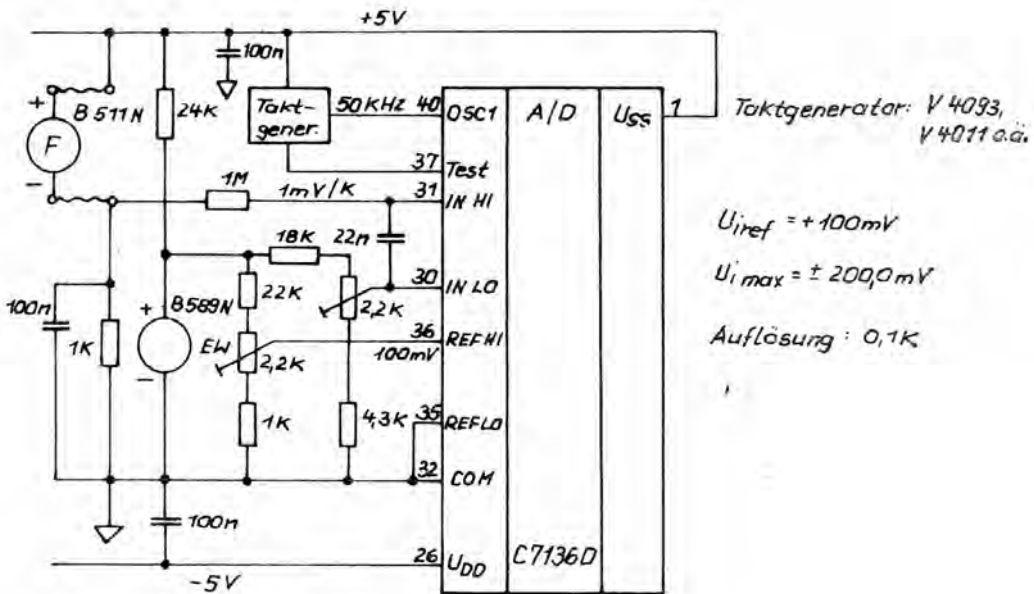


Bild Temperaturmessung mit B 511 N und 0,1K -Auflösung

7.6.2. U_{BE} -Strecke als Fühler

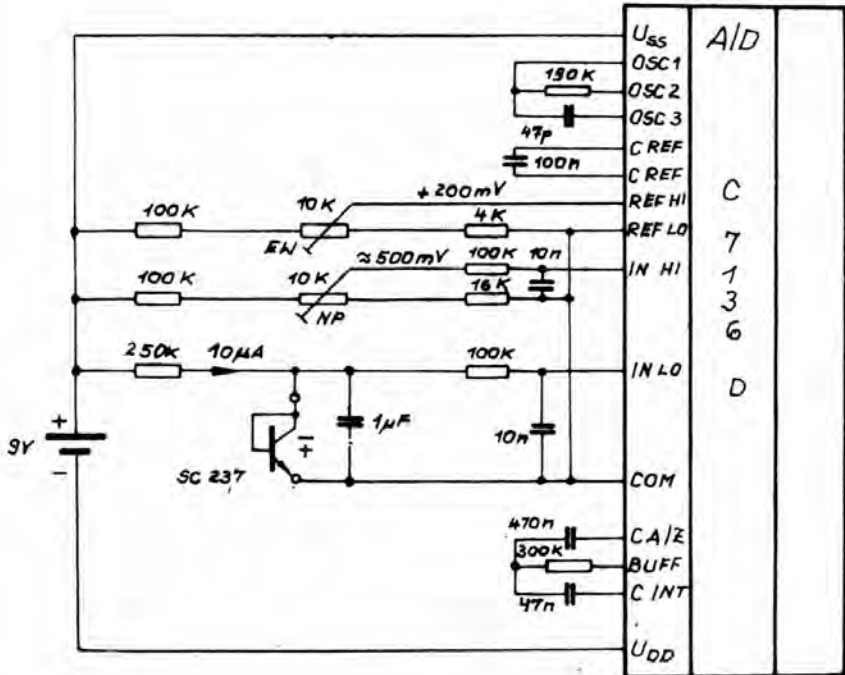


Bild 31: Temperaturmessung mit einer U_{BE} -Strecke als Fühler und 0,1 K-Auflösung

Für Batteriegeräte spielt die Stromaufnahme eine entscheidende Rolle. Beim B 511 N beträgt der Strom je nach Umgebungstemperatur bis etwa 480 μA . Das belastet die Batterie wesentlich mehr als der gesamte Wandler. Mit einer U_{BE} läßt sich ein deutlich stromärmerer Fühler realisieren. Der U_{BE} Fühlerstrom wurde auf 10 μA reduziert. Bei einem TK (U_{BE}) $\approx -1,8 \dots -2,2 \text{ mV/K}$ wird die Referenzspannung auf 200 mV festgelegt. Das ergibt eine Empfindlichkeit von 0,1 K/LSB.

Da der TK negativ ist, muß das Meßsignal am L-Eingang anliegen. Die Offsetkorrektur erfolgt über den Nullpunktregler am H-Eingang. Damit beträgt die Stromaufnahme der gesamten Anordnung um 100 μA .

Der geringe Fühlerstrom erfordert bei längeren Zuleitungen eine gute Isolierung und auch eine Abschirmung.

7.6.3. PT 100 als Fühler

Zur Messung höherer Temperaturen werden Thermoelemente oder PT-100-Widerstände verwendet. Bei 0°C weisen die PT 100 100 Ohm auf. Der TK beträgt etwa 0,39 Ohm/K. Damit wird das Meßsignal 100 $\mu\text{V/K}$, wenn die Brücke mit 263 μA gespeist wird. Bei $U_{REF} = 100 \text{ mV}$ erfolgt die Anzeige in °C (Bild 32).

Statt des B 3170 kann auch das Referenzelement B 589 N zur Referenzspannungserzeugung verwendet werden.

Da ohne Linearisierung der Fühlerkennlinie gearbeitet wird, eignet sich die Anordnung besonders zur Messung von Festtemperaturen oder in einem eingeschränkten Temperaturbereich.

Mit der gleichen Schaltung können auch Temperaturdifferenzen gemessen werden. Dann wird der 100 Ohm-Widerstand der Brücke durch einen zweiten Fühler ersetzt. Der Nullpunktgleich erfolgt durch einen Brückenabgleich und der Endwertabgleich durch die Spannung am REF HI-Eingang. Ohne Vorverstärker wird damit die Temperaturdifferenz in 1 K/LSB ausgegeben.

Ist ein Nullpunktgleich erforderlich, kann der Referenzwiderstand der Brücke von 100 Ohm in einen 91 Ohm-Festwiderstand und einen 22 Ohm-Regler aufgeteilt werden.

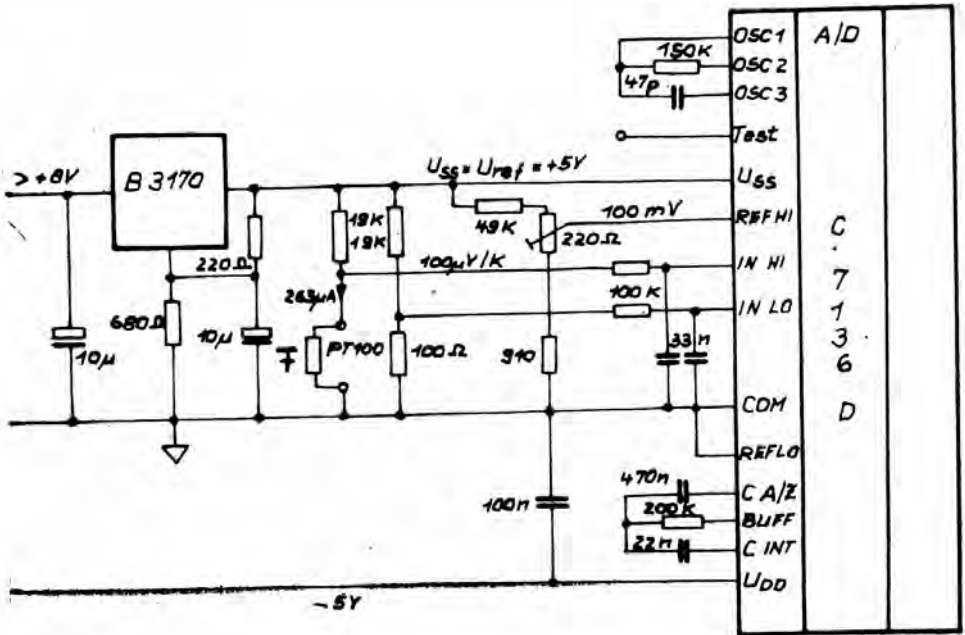


Bild 32: Temperaturmessung mit PT 100 und 1 K-Auflösung

7.7. Temperaturdifferenzmessung

7.7.1. Temperaturdifferenzmessung mit B 511 N

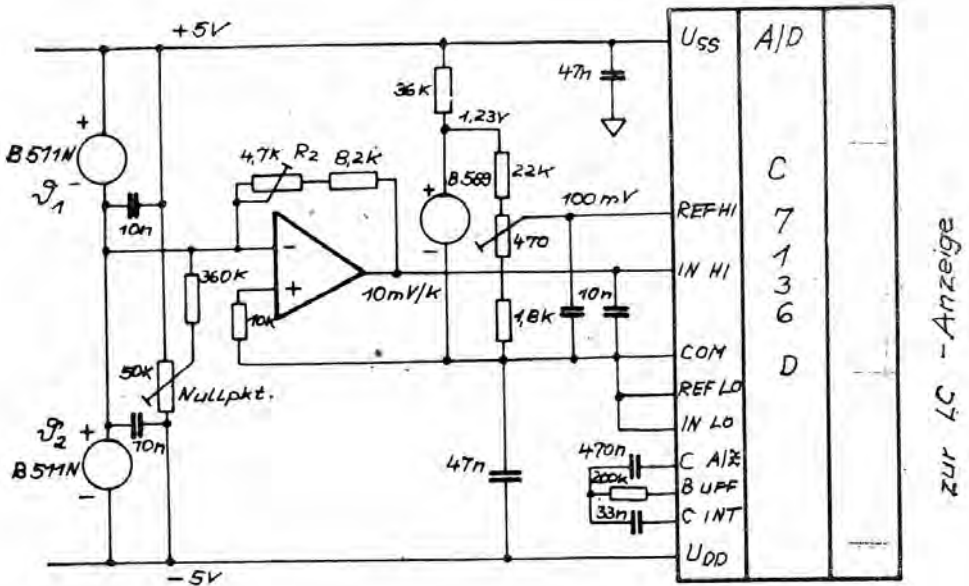


Bild 33: Erfassung von Temperaturdifferenzen mit 0,01 K-Auflösung

Die beiden Fühler F1 und F2 werden in Reihe geschaltet, so daß ihr Differenzstrom in den Eingangsknoten des OPV fließt, der als I/U-Wandler geschaltet ist. Der Nullpunktgleich erfolgt über einen zusätzlichen Strom in den Knotenpunkt.

Mit den Rückkopplungswiderständen 8,2 K und 4,7 K werden bei $1 \mu\text{A/K} \approx 10 \text{ mV/K}$ erreicht. Das entspricht einer Auflösung von 0,01 K, die natürlich vom Abgleich her kaum beherrschbar sind, so daß die letzte Stelle nur informativen Charakter hat. Eine Auflösung von 0,1 K wird durch eine Vergrößerung der Referenzspannung auf + 1V oder eine Verkleinerung der Rückkoppel-R's auf 1 KOhm erreicht (Bild 33). Bei der Erfassung von relativ kleinen Temperaturdifferenzen empfiehlt sich der Einsatz von enger tolerierten Fühlern (B 511 Nm o. ä.).

7.7.2. Temperaturdifferenzmessung mit PT 100

Die Fühler F1 und F2 sind in den beiden Brückenzweigen angeordnet und beide werden mit 500 μA gespeist. Mit dem TK von etwa 0,39 Ohm/K ergibt sich eine Differenzspannung von 0,19 mV/K. Um auf 1 K-Auflösung zu kommen, wird der Wandler mit 190 mV-Referenzspannung betrieben. Je nach Genauigkeitsforderung kann der Nullpunktregler NP mit 220 Ohm auch entfallen, da die Kennlinie der Fühler weitgehend identisch ist.

Wegen der maximalen Eingangsspannung von $0,19 \text{ mV/K} \cdot 650^\circ\text{C} = 123,5 \text{ mV}$, wird die Integrationskonstante etwas verringert (200 K, 33 nF). Mit der B 589 N wird die Referenzspannung für die Fühlerversorgung und die Referenzspannung für den Wandler stabilisiert. Auch hier verbietet sich aufgrund der Ströme der Betrieb mit einer 9 V-Batterie und interner Massestabilisierung.

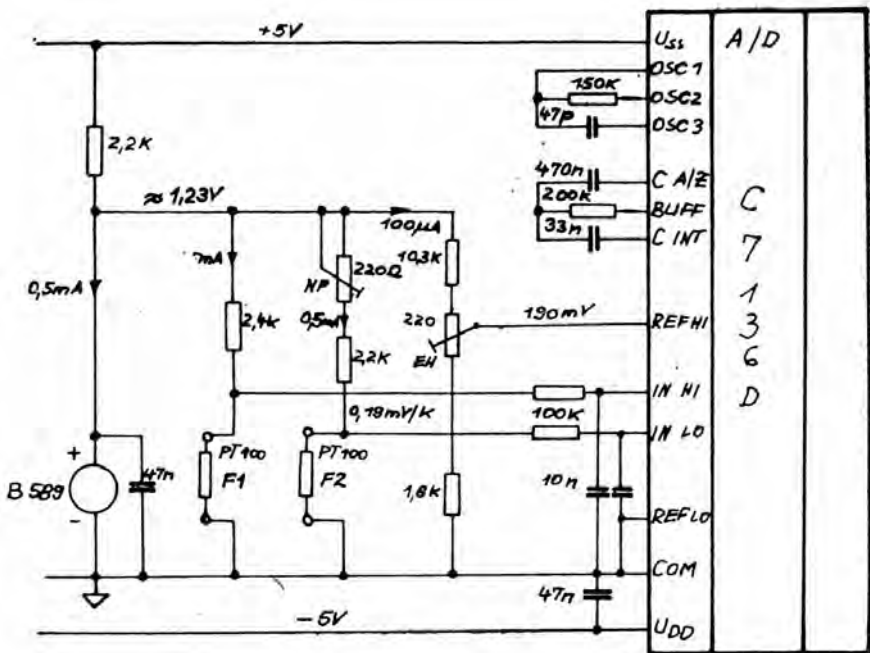


Bild 34: Temperaturdifferenzmessung mit PT 100 und 1 K-Auflösung

7.8. Durchflußmengenmessung

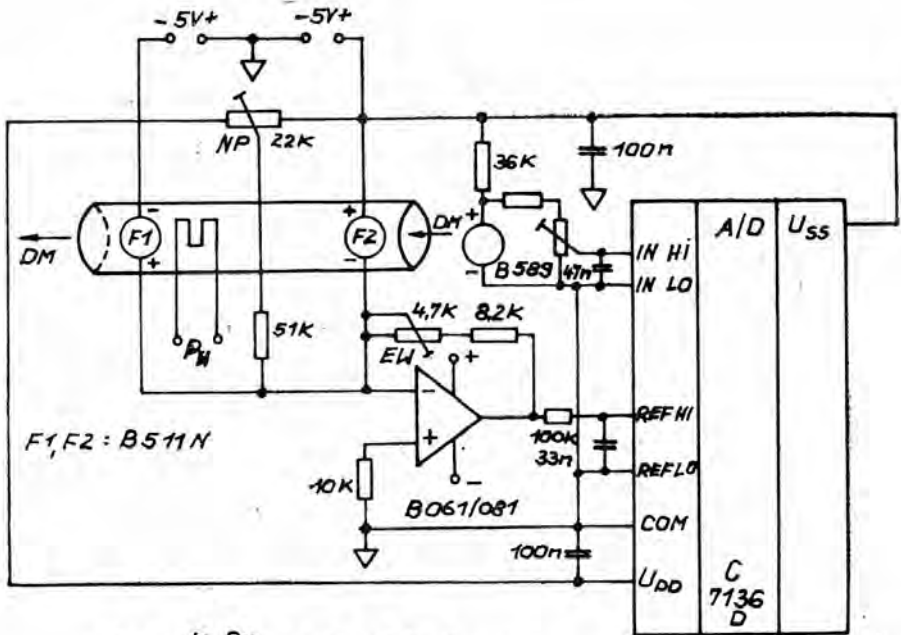
Das Prinzip der Durchflußmengenmessung besteht darin, die Temperaturdifferenz eines zusätzlich aufgeheizten Mediums vor und nach der Heizstelle auszuwerten (Bild 35). Mit der Heizleistung P_H wird das Medium nach dem Fühler F2 auf die Temperatur ϑ_1 gebracht, die von F1 gemessen wird. Die entstehende Temperaturdifferenz ist abhängig von der Strömungsgeschwindigkeit. Der OPV arbeitet als I/U-Wandler und stellt die Meßspannung bereit. Da die Temperaturdifferenz indirekt proportional in den Meßwert eingeht, muß die Meßspannung an die Referenzeingänge angelegt werden. Der Abgleich der Kennliniensteilheit erfolgt mit dem Endwertregler am OPV und/oder mit dem Teilerabgriff an der B 589 N.

Das System arbeitet natürlich nur unter verschiedenen Randbedingungen linear, da z. B. die Spannung zwischen REF HI und REF LO nicht kleiner als 50 mV werden sollte.

Der Abgleich erfolgt 1. bei eingeschalteter Heizung und dem minimalen Durchsatz mit dem Nullpunktregler und 2. bei der maximalen Durchflußmenge und laufender Heizung mit dem Endwertregler am OPV. Der Abgleichvorgang muß wechselseitig mehrmals wiederholt werden, da die Steilheit den Minimalwert, der ungleich Null ist, beeinflusst.

Mit dem Rückkopplungswiderstand ($\approx 10 \text{ KOhm}$) wird bei $1 \mu\text{A/K}$ eine Empfindlichkeit von 10 mV/K Temperaturdifferenz realisiert.

Dieses Meßprinzip kann auch zur Erfassung der Strömungsgeschwindigkeit eingesetzt werden.



$F_1, F_2: B511N$

$$DM = \frac{K \cdot P_H}{T_1 - T_2} \cdot \text{Durchflußmenge}$$

OPV-Ausgang: 10 mV/K

K - Konstante, P_H : geregelte Heizleistung

$T_1 - T_2$: Differenztemperatur der Fühler

Bild 35: Prinzip der Durchflußmengenmessung

7.9. Anpassung an Standard-BMSR-Signal

Es gibt eine ganze Reihe standardisierter Spannungs- und Stromsignale in der BMSR-Technik. Am gebräuchlichsten ist z. Z. das 4 ... 20 mA Stromsignal, um auch größere Entfernungen sicher überbrücken zu können und gleichzeitig mit den 4 mA-Grundwert die Meßwertaufnehmerschaltung einschließlich des Transmitters zu speisen.

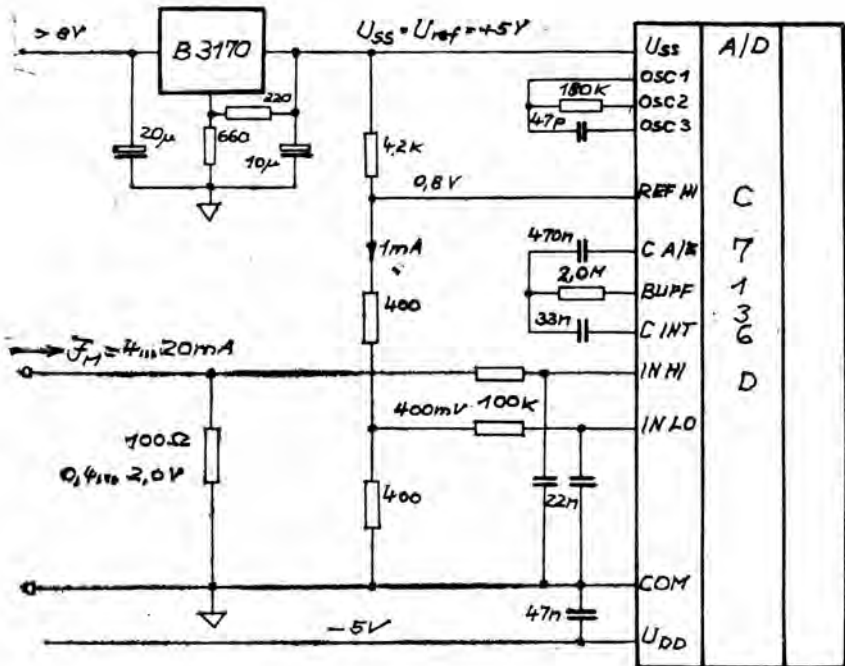


Bild 36: Anpassung des 0 7136 D. an Standard-BMSR-Signale (4 ... 20 mA)

Im Bild 36 ist die einfachste Möglichkeit dargestellt, wobei bewußt auf Abgleichmöglichkeiten (Np und EW) verzichtet wurde. Der Anzeigebereich von 0 ... ± 1999 wird vollständig durch den Signalebereich von 4 ... 20 mA ($\Delta I_M = 16$ mA) genutzt.

Die Referenzspannung von +5 V wird gleichzeitig als U_{SS} genutzt.

Es kann natürlich auch eine separate Referenzspannungserzeugung mit B 589 N verwendet werden. Sollen der Nullpunkt und Endwert separat abgeglichen werden, so sind für die Offsetkorrektur von 400 mV und die Referenzspannung von 800 mV gesonderte Spannungsteiler von U_{REF} zu realisieren.

7.10. Anschluß von 8 Meßstellen

Den Anschluß von 8 Meßstellen mit der Durchschaltung beider Meßleitungen über Analogmultiplexer zu den Meßeingängen des Umsetzers zeigt Bild 37.

Eingesetzt wird der Analogmultiplexer MAC 28 oder MAB 28 aus der CSSR. Die Anwahl der Meßstelle erfolgt über die 3 Adreßleitungen A0 bis A2 und über den Freigabeeingang EN. Die Referenzspannungsvorsorgung erfolgt extern mit der B 589 N und mit $U_{REF} = 1,0$ V.

Für einen MAC 28 könne auch 2 IS V 4051 eingesetzt werden, deren Adressen parallel angesteuert werden.

Soll die Zahl der abzufragenden Meßstellen vergrößert werden, so wird von einem Adreßdekoder der jeweilige Enable-Eingang EN des Multiplexers mit H aktiviert. Dann sind die DA- und DB-Ausgänge der verschiedenen Multiplexer parallel zu schalten.

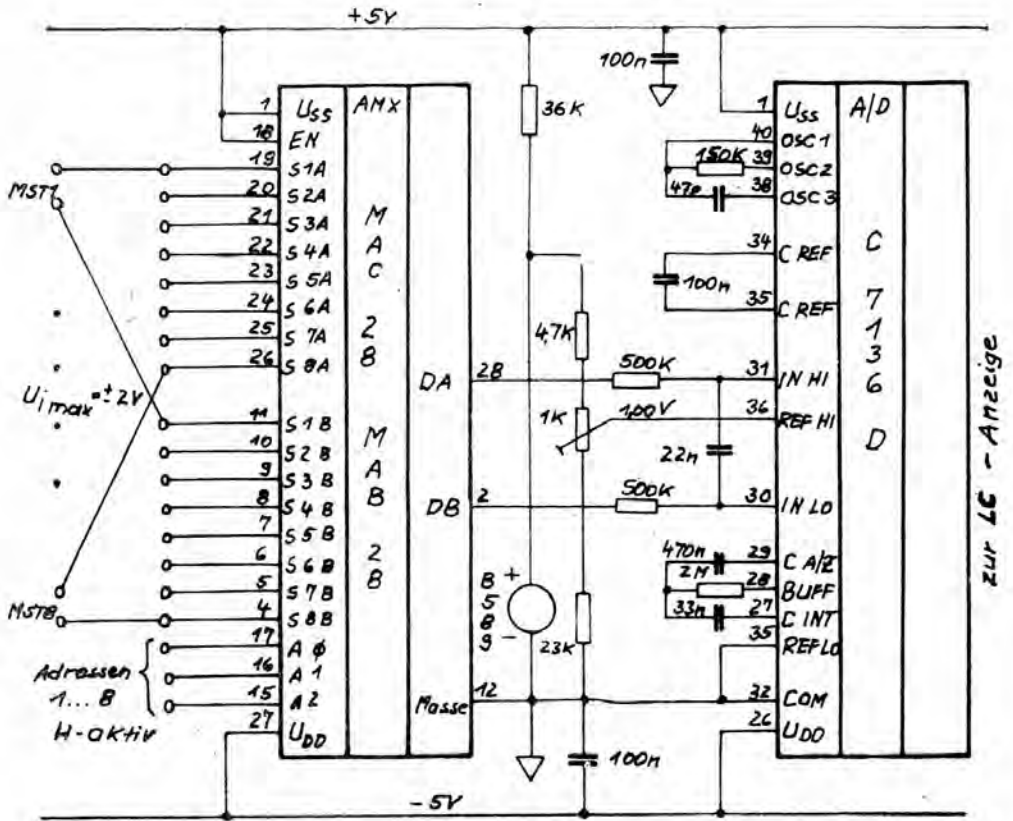


Bild 37: Anschluß von 8 Meßstellen über Analogmultiplexer

7.11. Anschluß ohne Referenzkapazität

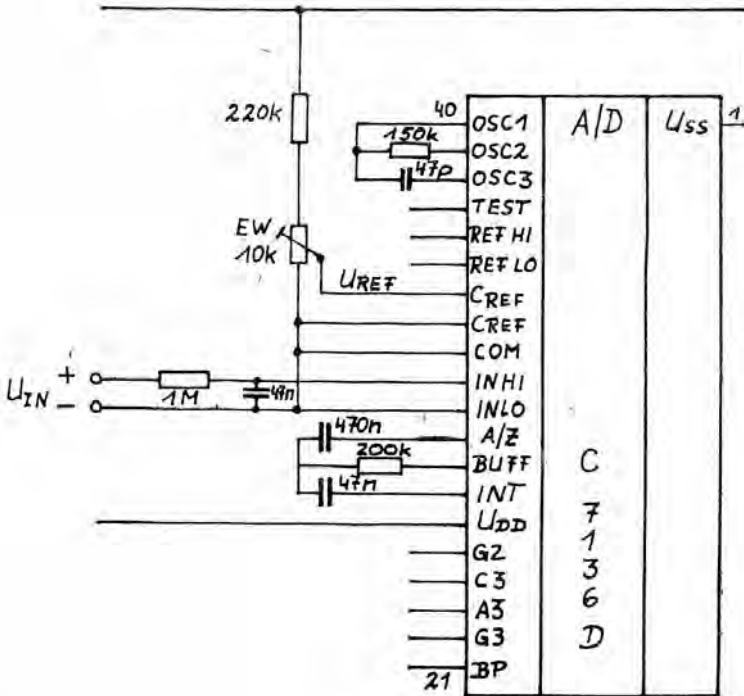
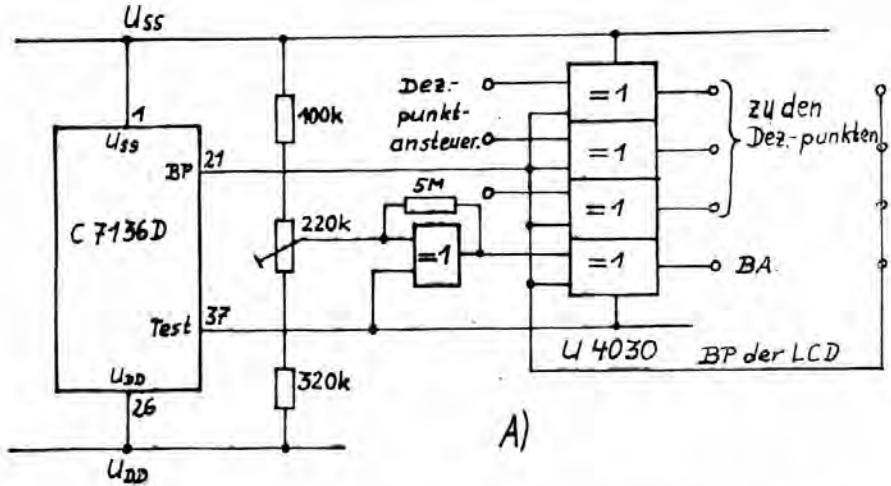


Bild 38: Beschaltung ohne Referenzkapazität

Sollen nur unipolare Eingangsspannungen verarbeitet werden, ist es möglich mit einer Schaltung nach Bild 38 unipolare Eingangsspannungen zu verarbeiten. Die Referenzspannung kann, wie dargestellt, aus der internen Referenzquelle oder von einer B 589 N abgeleitet werden. Es ist aber in jedem Fall darauf zu achten, daß die an den Anschlüssen 33 und 34 anliegende Spannung keine Störungen enthalten darf, weil dadurch die Meßwertstabilität beeinträchtigt wird. Das Arbeiten mit einer Referenzkapazität ist in jedem Fall störungsfreier.

7.12. Batteriekontrolle und Sonderzeichenansteuerung



Batteriekontrolle und Dezimalpunktansteuerung

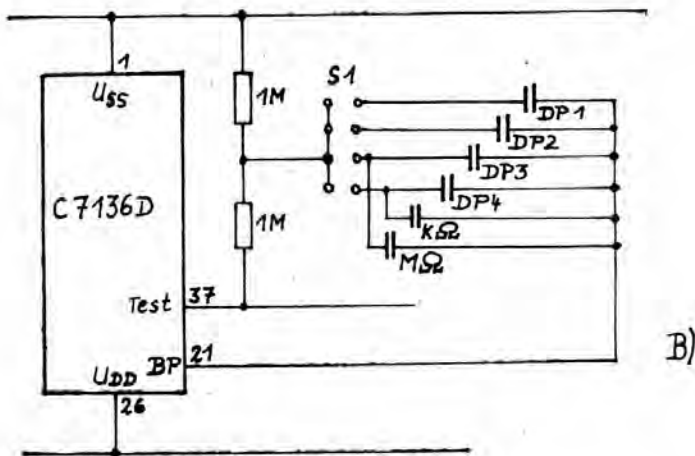


Bild 39: Sonderzeichenansteuerung und Batteriekontrolle

In der Schaltung A) wird die Dezimalpunkt- oder Sonderzeichenansteuerung und die Batteriekontrolle über U 4030 vorgenommen. Mit dem Spannungsteiler wird für das 1. Gatter der Eingangspegel so eingestellt, daß bei etwa 7,5 V ... 8,0 V je nach Auslegung des Analogteils die Batterieanzeige auf dem LC-Display angesteuert wird. Beim Absinken der Batteriespannung läuft die Spannung am Teilerabgriff gegen U_{SS} bis der Schalterpunkt des Exklusiv-Oders ($\approx 2,5 \dots 2,6$ V unter U_{SS}) erreicht wird. Dann wird durch den U 4030 das negierte Rückelektrodensignal an die Anzeige gelegt. Die Dezimalpunkte werden durch Anlagen von H oder L an den Eingängen des U 4030 angesteuert oder nicht. Dementsprechend wird das Rückelektrodensignal nicht negiert oder negiert an den Sonderzeichen- oder Dezimalpunktanschluß gelegt.

In Schaltung B) erfolgt die Ansteuerung von dem 2 x 1 MOhm-Teiler. Damit ist gewährleistet, daß die Ansteuerung der LCD gleichspannungsfrei erfolgt. Je nach dem, ob der Schalter geschlossen ist oder nicht, wird das Zeichen aktiviert oder nicht.

7.13. Steuersignale für Meßbereichumschaltung

Für die Meßbereichumschaltung ist die Bereitstellung eines OVERRANGESIGNALS (Meßwert ≥ 1999) unbedingt erforderlich. Es wird davon Gebrauch gemacht, daß der Wandler in diesem Fall die Einer-, Zehner- und Hunderterstelle nicht anzeigt. D. h. wenn B3 und G3 nicht angesteuert werden, das ist nur der Fall, wenn keine Ziffer angezeigt wird, schaltet der OR-Ausgang des U4023 auf L. Das UNDERRANGESIGNAL (UR) wird aus G3, 1000 AB und E3 gebildet. Der UR-Ausgang schaltet auf L, wenn E3 aktiviert ist und G3 und AB 1000 nicht leuchten. Das ist nur der Fall, wenn der Meßwert < 100 ist. Die UR-Ausgabe erfolgt mit dem Übergang von 100 \rightarrow 99.

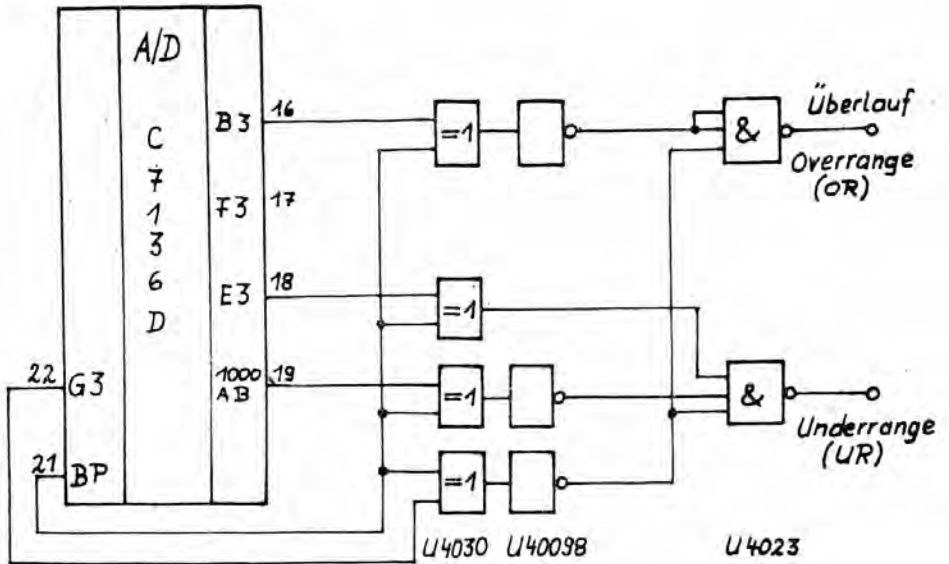


Bild 40: Signalgewinnung für Over- und Underrange

8. Literaturverzeichnis

- (1) Gittner, G., Kahl, B.: CMOS-Analog-Digital-Wandler C 7136 D
12. Mikroelektronik-Bauelemente-Symposium, Frankfurt (O) 1987
Band 4, S. 293 ff.
- (2) Kahl, B.: 3-Digit-Analog-Digital-Wandler C 520 D
Schriftenreihe Information Applikation
Mikroelektronik
KdT Frankfurt (O), Band 14
- (3) Kahl, B.: Analog-Wandlersystem C 500 D-Reihe
Schriftenreihe Information Applikation
Mikroelektronik
KdT Frankfurt (O), Band 32
- (4) Kahl, B.: Schnelle 8- und 10-bit-Analog-Digital-
Wandler C 570 C und C 571 C
Schriftenreihe Information Applikation
Mikroelektronik
KdT Frankfurt (O), Band 38
- (5) Gittner, G., Kahl, B.: 3 1/2-Digit-CMOS-AD-Wandler C 7136 D
radio fernsehen elektronik
(erscheint Anfang 1988)
- (6) Intersil: Application Handbook
- (7) Fachbereichsstandard: CMOS-AD-Wandler-Schaltkreis C 7136 D
TGL 43 408, 1986
- (8) Informationsblatt: Monolithisch integrierter CMOS-Schaltkreis
3 1/2 Digit-Analog/Digital-Wandler für
LCD-Ansteuerung C 7136 D
VEB Halbleiterwerk Frankfurt (O),
Dez. 1986
- (9) Zinke, H.: Integrierte Schaltungen B 511 N und B 589 N
für eine kostengünstige Temperaturerfassung
radio fernsehen elektronik
35 (1986) H. 3, S. 155 - 158

Angebots-Übersicht:

Heft 31:	C 565 (D/A-Wandler)
Heft 32:	C 500 (A/D-Wandler)
Heft 33:	B 555 + B 556 (Zeitgeber-IS)
Heft 34:	Halbleiter-Ventile/Leist.-Elektronik (Übersicht)
Heft 35:	Neue IS aus dem HFO (1986)
Heft 36:	Schutz für CMOS-IS bei Elektrostat. Aufladungen
Heft 37:	Qualitätssicherung + Zuverlässigkeit im HFO
Heft 38:	C 570 + C 571 (A/D-Wandler)
Heft 39:	A 4100 + A 4510 + Empfängerkonzeption
Heft 40:	LS-TTL-Reihe (Teil 1)
Heft 41:	MOS-Speicher-IS (Teil 3) EPROM
Heft 42:	Leist.-Elektronik 5: Bipolarer Leist. Transistor/1
Heft 43:	LS-TTL-Reihe (Teil 2 – Typenvorstellung)
Heft 44:	B 511 N + B 589 N (IS für Temperatursensor + Bandgab)
Heft 45:	Leist.-Elektronik 6 – Bipol. Leist.-Transistor
Heft 46:	Leist.-Elektronik 7 – Bipol. Leist.-Transistor

Für diese Hefte werden Abonnement- und Einzelbestellung angenommen. Unsere Abo-Bedingungen werden Ihnen auf Anforderung zugestellt.

Bestellungen für Versand **nur** schriftlich an:

KAMMER der TECHNIK, Bezirks-Vorstand Frankfurt (Oder)
Ebertusstraße 2
Frankfurt (Oder), 1200

Direktverkauf:

Informationszentrum-Zentrum HFO
Karl-Marx-Straße 32
Frankfurt (Oder)
1200

Firma J. D. Baer
Ernst-Thälmann-Str. 47
Frankfurt (Oder)
1200

HÜBNER-ELEKTRONIK
Löberstraße 10
Erfurt
5020

„Bastler-Quelle“
Fa. Dabruk
Dimitroffstraße 12
Berlin
1055

„Elektronische Bauelemente“
Fa. M. Lorenz
H.-Liebmann-Straße 93
Leipzig
7050

Achtung!

In beschränktem Umfang können wir noch Restbestände der Materialien (Referate u. Vorstellungen neuer IS) von den Symposien 1985 und 1987 liefern!

Satz 1985: (3 Hefte) = 3,- M und Satz 1987 (5 Hefte) = 3,- M

RFT



veb halbleiterwerk frankfurt/oder
im veb kombinat mikroelektronik



KAMMER DER TECHNIK
Ebertusstraße 2, Frankfurt (Oder)
Vorstand des Bezirksverbandes
