

Dipl.-Ing. HELMUT HOFFRICHTER

In dieser Bauanleitung werden der Aufbau und die Funktion eines Digitalmultimeters mit einem Anzeigebereich von 1999 beschrieben. Das Gerät ermöglicht neben Strom-, Spannungs- und Widerstandsmessungen auch noch Periodendauer- und Frequenzmessungen.

Vielfachmeßgeräte sind beliebte und häufig benutzte Geräte in den Bereichen Produktion, Service und Entwicklung. Die modernste Konzeption des Vielfachmessers ist ein digitales Multimeter, das sich durch große Meßgenauigkeit, bequeme Handhabung und leichte Ablesbarkeit auszeichnet. Die Integration kompletter Schaltungen von A-D-Umsetzern ermöglicht den Bau einfacher Multimeter im Taschenrechnerformat. In anspruchsvolleren Geräten verlagert sich der größte Platzbedarf jedoch auf den Analogteil, und der integrierte Umsetzer bringt keine entscheidenden Volumenvorteile mehr.

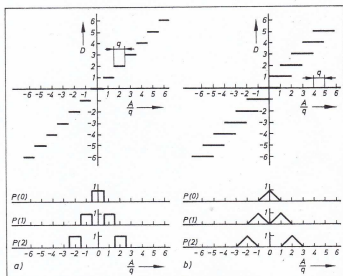
Das nachfolgend beschriebene Gerät wurde ohne integrierten A-D-Umsetzer auf der Basis von Standard-TTL- und Operationsverstärkerschaltkreisen aufgebaut, weil damit ein Frequenzmeßteil bis etwa 22 MHz realisiert werden konnte. Das Prinzipschaltbild des Gerätes zeigt Bild 1. Tafel 1 enthält die am Mustergerät gemessenen technischen Daten.

Fehlern, die durch Brummspannungen im Meßkreis verursacht werden [3]. Das gilt aber nur dann, wenn der Umsetzer beide Polaritäten der Meßspannung verarbeitet. Umsetzer, die nur für eine Polarität ausgelegt sind und einen vorgeschalteten Absolutwertverstärker besitzen, unterdrücken Brummspannungsstörungen kaum noch, wenn deren Amplitude größer als das Nutzsignal ist. Für Labor- und Werkstattmessungen ist diese Erscheinung eine Ausnahme, in der industriellen Meßwertfassung aber

nichts Ungewöhnliches. Darum wurde der Umsetzer für die direkte Verarbeitung beider Polaritäten konzipiert.

Die Quantisierungskennlinie eines präzise arbeitenden A-D-Umsetzers wird im Bild 2a gezeigt. Die Wahrscheinlichkeiten für die Anzeige einer Zahl sind 1 oder 0. Durch exakte Steuerung des Umsetzervorganges läßt sich diese Forderung mit dem Zweiflankenumsetzer recht gut erfüllen. Häufig anzutreffen sind Umsetzer mit einer im Bild 2b dargestellten Quantisierungskennlinie. Zeit-

Bild 2: Quantisierungskennlinien verschiedener A-D-Umsetzer und Wahrscheinlichkeiten für die Anzeige einer Zahl. a) eindeutige Abbildung des Analogwertes auf den Digitalwert; b) mehrdeutige Abbildung bei Verwendung einfacher Schaltungen



Verwendete Schaltungsprinzipien

A-D-Umsetzer [1] [2]

Als Umsetzerverfahren wurde das Zweiflankenverfahren (Dual-Slope-Verfahren) ausgewählt. Es wird heute in Digitalvoltmetern der mittleren Genauigkeitsklasse am meisten angewendet. Durch Mittelwertbildung während der Umsetzung bietet sich die Möglichkeit einer hohen Unterdrückung von

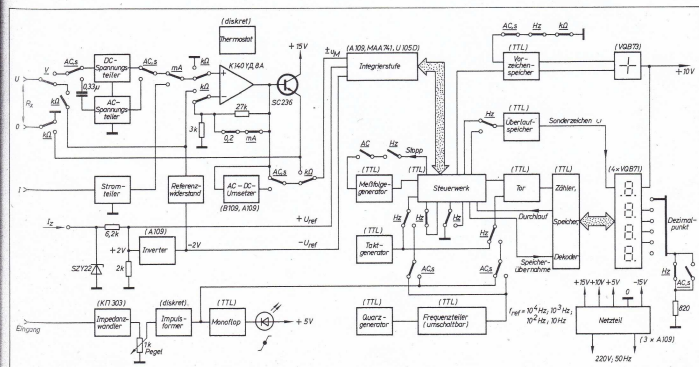


Bild 1: Prinzipschaltung des gesamten Gerätes

Tafel 1: Technische Daten

Gerät	
Stromversorgung	220 V ± 10%, 50 Hz
Gehäuseabmessungen in mm	282 × 78 × 214
Einfuhrzeit	≤ 5 min
maximale Anzeige	1999
Arbeitsprinzip des A-D-Umsetzers	Dual-Slope-Umsetzer
Referenzfrequenzgang	10 ¹ ; 10 ² ; 10 ³ ; 10 ⁴ Hz, N ₀ = 1

Gleichspannungsmessung				
Eingangsparameter				
Meßbereich	Empfindlichkeit	maximal zulässige Spannung	Eingangstrom	Meßfehler
0,2 V	1 digit/100 µV	250 V	< 1 nA	±0,05% v. E.
2 V	1 digit/1 mV	250 V	< 1 nA	±0,05% v. E.
20 V	1 digit/10 mV	1 000 V	—	±0,05% v. E.
200 V	1 digit/100 mV	1 000 V	—	±0,05% v. E.
2 000 V	1 digit/V	1 000 V	—	±0,05% v. E.

maximal zulässige Spannung U _{eff} zwischen 0,1 und Netzeder	250 V
Eingangswiderstand im Meßbereich 0,2 V und 2 V	> 1 GΩ
Eingangswiderstand in den übrigen Bereichen	10 MΩ
Störspannungsunterdrückung für 50 Hz ± 1%	> 30 dB

Wechselspannungsmessung				
Eingangsparameter				
Meßbereich	Empfindlichkeit	maximal zulässige Spannung	Meßfehler	für U
0,2 V	1 digit/100 µV	250 V	±0,1% v. E.	> 1 mV
2 V	1 digit/1 mV	250 V	±0,1% v. E.	> 10 mV
20 V	1 digit/10 mV	500 V	±0,1% v. E.	> 100 mV
200 V	1 digit/100 mV	500 V	±0,1% v. E.	> 1 V
2 000 V	1 digit/V	500 V	±0,1% v. E.	> 10 V

maximal zulässige Spannung U _{eff} zwischen 0,1 und Netzeder	250 V
Eingangswiderstand	1 MΩ
Grenzfrequenzen	30 Hz...30 kHz

Gleichstrommessung				
Eingangsparameter				
Meßbereich	Empfindlichkeit	maximal zulässiger Strom	maximaler Spannungsabfall	Meßfehler
0,2 mA	1 digit/100 nA	2 A	0,21 V	±0,1% v. E.
2 mA	1 digit/µA	2 A	0,21 V	±0,1% v. E.
20 mA	1 digit/10 µA	2 A	0,21 V	±0,1% v. E.
200 mA	1 digit/100 µA	2 A	0,3 V	±0,1% v. E.
2 000 mA	1 digit/mA	2 A	0,4 V	±0,1% v. E.

maximal zulässige Spannung U _{eff} zwischen I 0 und Netzeder	250 V
---	-------

invarianz des Umsetzers vorausgesetzt, besteht bei konstantem Analogwert, der kein ganzzahliges Vielfaches der Quantisierungseinheit a ist, immer die Möglichkeit, daß eine von zwei benachbarten Zahlen angezeigt wird. Die Wahrscheinlichkeiten für die Anzeige einer Zahl sind im unteren Teil des Bildes dargestellt. Die praktischen Auswirkungen zeigen sich in einem dauernden Ziffernwechsel der letzten Stelle in der Anzeige. Dieses Verhalten zeigen z. B. Spannungs-Frequenz-Umsetzer, wenn die entstehende Frequenz ohne Vorteilung dem Anzeigezähler zugeführt wird. Die Schaltungstechnik des verwendeten A-D-Umsetzers soll nachfolgend in den Bildern 3 und 4 erläutert werden. Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung des in der Betriebsart Frequenzmessung umschaltbaren Umsetzers und Bild 4 das zugehörige Impulsdiagramm. Wie die Bezeichnung Zweiflankenumsetzer schon andeutet, erfolgt die Digitalisierung

der analogen Größe u_{xi} in zwei Integrationschritten.
 $t < t_1$:

Der Umsetzer befindet sich in seiner Pausenstellung. Über den leitenden Analogschalter VT_{1,4} erhält der Integrator mit dem N₁ die Komparatorausgangsspannung u_K . Dadurch sind Integrator und Komparator als Regelkreis geschaltet, der sich in der Weise ausregelt, daß $u_K = 0$ ist.

$$t_1 \leq t \leq t_2$$

Im Zeitpunkt t_1 liefert der Meßfolgegenenerator D₂ einen L-Impuls und stellt damit die Flip-Flops D₂ bis D₃ auf L sowie den Zähler D₂₂ auf Null. Nach dem Verschwinden dieses Startimpulses kippt D₂ mit der nächsten H-L-Flanke des Rechtecksignals, das der Taktgenerator D₁₆ liefert.

$$t_2 \leq t \leq t_3$$

Das auf H gekippte Flip-Flop D₃ sperrt

Wechselstrommessung				
Eingangsparameter				
Meßbereich	Empfindlichkeit	maximaler Spannungsabfall	Meßfehler	für I
0,2 mA	1 digit/100 nA	0,21 V	±0,15% v. E.	> 1 µA
2 mA	1 digit/µA	0,21 V	±0,15% v. E.	> 10 µA
20 mA	1 digit/10 µA	0,21 V	±0,15% v. E.	> 100 µA
200 mA	1 digit/100 µA	0,3 V	±0,15% v. E.	> 1 mA
2 000 mA	1 digit/mA	0,4 V	±0,15% v. E.	> 10 mA

maximal zulässiger Strom ohne Gerätestörung im Bereich 2 000 mA	3 A
maximal zulässige Spannung U _{eff} zwischen I 0 und Netzeder	250 V
Grenzfrequenzen	30 Hz...30 kHz

Widerstandsmessung				
Eingangsparameter				
Meßbereich	Empfindlichkeit	Spannung am Meßobjekt	Strom durch Meßobjekt	Meßfehler
0,2 kΩ	1 digit/100 mΩ	< 2 V	10 mA	±0,15% v. E.
2 kΩ	1 digit/Ω	< 2 V	1 mA	±0,05% v. E.
20 kΩ	1 digit/10 Ω	< 2 V	0,1 mA	±0,05% v. E.
200 kΩ	1 digit/100 Ω	< 2 V	10 µA	±0,05% v. E.
2 000 kΩ	1 digit/kΩ	< 2 V	1 µA	0,1% v. E.

maximal mögliche Spannung am Meßobjekt bei Meßbereichüberschreitung	15 V
---	------

Frequenz- und Periodendauermessung			
Eingangsparameter			
Faktor	Empfindlichkeit	Meßbereich	Empfindlichkeit
10 ¹	1 digit/10 Hz	0,2 s	1 digit/0,1 ms
10 ²	1 digit/100 Hz	2 s	1 digit/1 ms
10 ³	1 digit/kHz	20 s	1 digit/10 ms
10 ⁴	1 digit/10 kHz	200 s	1 digit/100 ms

Eingangsimpedanz	1 MΩ 40 pF
minimaler Eingangsspegel U _{eff}	50 mV
maximale Eingangsspannung	±10 V
maximale triggerbare Frequenz	22 MHz
minimale Flankensteilheit bei nichtsinusförmigen Signalen	5 V/s
Frequenzfehler des Quarzgenerators	5 · 10 ⁻³

über D₁₀ und den TTL-MOS-Pegelumsetzer den Schalter VT_{1,4}. Gleichzeitig wird der Schalter VT_{1,1} über D₃ leitend. Der Integrator erhält dadurch die Spannung u_{xi} , die für die weiteren Betrachtungen positiv angenommen werden soll. Die Integratorausgangsspannung u_I fällt nun ab, worauf der Komparator sofort mit einer negativen Spannung u_K reagiert, was am Ausgang U_{Y1} > 0 der Polaritätserkennung ein H-Signal ergibt. Dieses Signal bereitet über D₁ bereits das Gatter D₇ für den zweiten Integrationschritt vor. Das Kippen des Flip-Flops D₃ bewirkt aber auch ein Öffnen der Torschaltung D₁₁ und D₁₂, ohne daß der Toröffnungsimpuls gezählt wird. Das sicher den Integrationsbeginn mit einer H-L-Flanke des Taktes von D₁₆ während der Zähler erst mit der nächsten H-L-Flanke auf 1 gestellt wird.

Nach Erreichen des maximalen Zählerstandes von N₀ = 1999 stellt die nächste H-L-

Flanke den Zähler wieder auf 0. Dadurch kippt das Flip-Flop D_7 und sperrt über D_{19} den Schalter $VT_{1,3}$. Die Änderung von u_i in diesem ersten Integrationsschritt beträgt

$$\Delta u_1 = -\frac{U_M}{RC} \frac{(N_0 + 1)T_2}{2} \quad (1)$$

$t_3 \leq t \leq t_4$:

Wie Bild 2a zeigt, muß die letzte Stelle des Digitalwertes gerundet sein. Das kann dadurch erreicht werden, daß der zweite Integrationsschritt nicht mit dem Beginn der Periode $N_0 + 1$ zusammenfällt, sondern um $T_2/2$ verzögert einsetzt. Unter der Voraussetzung, daß D_{16} eine Rechteckspannung mit einem Tastverhältnis von 1:2 liefert, beginnt der zweite Integrationsschritt mit der ersten L-Flanke nach der Nullstellung des Zählers. Die Verzögerung wird mit den als Flip-Flop geschalteten Gattern D_{13} bis D_{15} realisiert. D_{14} gibt im Zeitpunkt $t_3 + T_2/2$ die beiden Gatter D_{17} und D_{18} frei. Weil aber nur D_{17} vorbereitet war, wird die negative Referenzspannung $-U_{ref}$ über den Schalter $VT_{1,2}$ an den Integriereingang geschaltet. Dadurch steigt u_i zeitlinear an, bis der Komparator zurückkippt. Durch Zeitverzögerungen in der gesamten Schaltung bleibt u_k aber nicht bei 0 stehen, sondern vollführt vielmehr nur einen Nulldurchgang. Im Moment des Nulldurchgangs besitzen aber beide Ausgänge der Polaritätserkennung L-Pegel. Das genügt zum Kippen der mit D_1 bis D_3 aufgebauten Flip-Flop-Schaltung, wodurch der Ausgangspegel von D_3 auf L springt. Weil dieses Signal an den Eingängen der Gatter D_1 und D_2 anliegt, gelangen alle weiteren Komparatorsignale nicht mehr zur Steuerschaltung. D_3 setzt

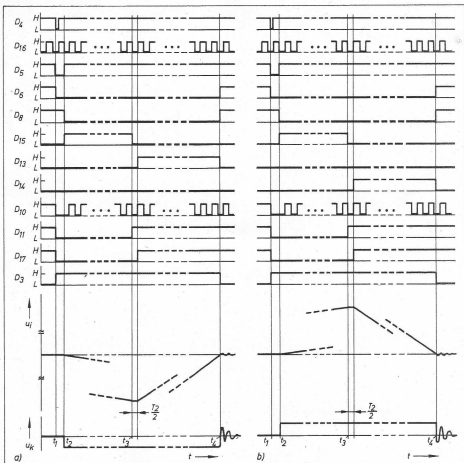


Bild 4: Impulsdiagramm bei Spannungsumsetzung.

a) positive Meßspannung;
b) negative Meßspannung

aber auch das Flip-Flop D_2 . Dieses sperrt das Tor (D_{11} , D_{12}), ohne daß der Torschließimpuls gezählt wird, und steuert über D_{10} den Schalter $VT_{1,4}$ an. Der Regelkreis Integrator-Komparator ist damit geschlossen, und u_k erreicht nach wenigen Regelschwingungen wieder den stabilen Wert Null.

Der L-H-Übergang am invertierenden Ausgang von D_2 steuert die Übernahme des Zählerstandes in den Ergebnisspeicher. Bei einem erreichten Zählerstand von N beträgt die Änderung von u_i in diesem zweiten Integrationsschritt

$$\Delta u_1 = -U_{ref} \frac{(N - \frac{1}{2})T_2}{RC} \quad (2)$$

und ist, da wieder die ursprüngliche Komparatorschwelle erreicht ist, gleich der Änderung im ersten Integrationsschritt.

Wird die Summe der Gln. (1) und (2) gleich Null gesetzt, ergibt sich:

$$N = -\frac{U_M}{U_{ref}} (N_0 + 1) + \frac{1}{2} \quad (3)$$

Nach dieser Gleichung ist N in der Regel ein Dezimalbruch. Der Zählerstand beim Nulldurchgang von u_k entspricht jedoch nur den Stellen vor dem Komma. Durch den Summanden $1/2$ ist das Ergebnis aber trotzdem richtig gerundet.

Außer durch Verzögerung mit D_{13} bis D_{15} existieren noch weitere Möglichkeiten, den Summanden $1/2$ zu erzeugen. So kann beispielsweise der Torschließimpuls mitgezählt werden, wenn der Komparator die Torschließung in der zweiten Hälfte der jeweiligen Taktperiode anregt. Diese etwas einfachere Variante wurde nicht angewendet, weil dann die Torschaltung in der Be-

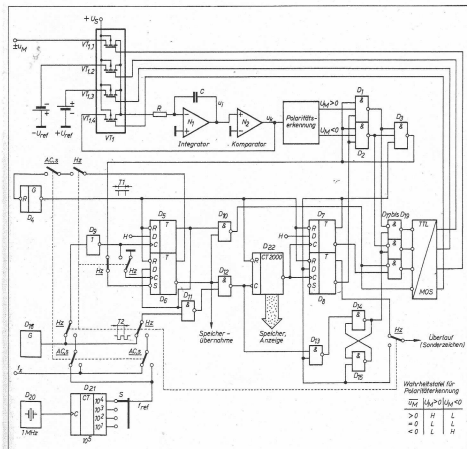


Bild 3: Prinzipschaltung des verwendeten A-D-Umsetzers

triebsart Frequenzmessung einen im Mittel um 0,5 digit größeren Meßfehler verursachen würde.

$$t \geq t_2$$

Die im Zeitpunkt t_2 geschaltete Pausenstellung bleibt erhalten, bis der Meßfolgenerator D_4 mit einem kurzen L-Impuls einen weiteren Umsetzungsimpuls einleitet.

Für $u_M < 0$ ist die Funktion prinzipiell die gleiche. Der Unterschied besteht nur darin, daß während des ersten Integrationschrittes der Ausgang $U_M < 0$ der Polaritätserkennung auf den H-Pegel wechselt und über D_2 das Gatter D_{14} vorbereitet. Während des zweiten Integrationschrittes wird dann über $VT_{1,3}$ die positive Referenzspannung an den Integratoreingang geschaltet. Bei Überschreitung der maximalen Meßspannung $|\pm u_M| \geq |\pm U_{ref}|$ kommt es zu zwei vollen Zählerdurchläufen. Wenn der Zähler jedoch das zweite Mal auf Null schaltet, kippst D_8 , das beim ersten Zählerdurchlauf von D_7 am D-Eingang vorbereitet wurde. In der Folge kippst dann auch die Flip-Flop-Schaltung D_1 bis D_3 . Über die Gatter D_{17} bzw. D_{18} schaltet $VT_{1,2}$ oder $VT_{1,3}$ die jeweilige Referenzspannung ab, und das Flip-Flop D_4 schließt über D_{10} den Regelkreis. Da D_2 auch das Tor sperrt, bleibt der Zähler bei Meßbereichsüberschreitung auf Null stehen.

In der praktisch realisierten Schaltung wird vom Flip-Flop D_3 zusätzlich noch anstelle der ersten Ziffer ein Sonderzeichen eingeschaltet.

Frequenz- und Periodendauermessung (Bild 3)

Durch Betätigen des Schalters Hz wird die Betriebsart Frequenzmessung eingeschaltet. Es gilt jetzt das in Bild 5 dargestellte Impulsdiagramm. Auf einen L-Impuls des Meßfolgenerators D_4 werden die Flip-Flops D_3 bis D_8 auf L und der Zähler D_{22} auf Null zurückgesetzt. Nach Beendigung dieses Impulses kippst D_5 mit der nächsten H-L-Flanke der Referenzfrequenz f_{ref} . Da-

mit ist das Tor (D_{11} , D_{12}) geöffnet, und jede weitere H-L-Flanke von f_x wird gezählt. Nachdem D_5 gekippt ist, ist der D-Eingang von D_2 mit H belegt. Die nächste H-L-Flanke von f_{ref} kippst daher D_6 , wodurch D_{12} auf H wechselt und der Zähler stehenbleibt. Toröffnungs- und Torschließimpulse werden folglich nicht gezählt, und die Quantisierungskennlinie besitzt den in Bild 6 angegebenen Verlauf. Nach der Torschließung wird der Zählerstand in den Ergebnisspeicher übernommen.

Die Referenzfrequenz wird aus dem 1-MHz-Quarzgenerator D_{20} abgeleitet. Nach entsprechender Frequenzteilung durch D_{21} können an den Teilerausgängen die Frequenzen 10^1 , 10^2 , 10^3 und 10^4 Hz abgegriffen werden. Damit sind Frequenzmessungen mit einer Auflösung bis zu 10 Hz möglich. Bei Frequenzmessungen ist ein einmaliger Zählerdurchlauf bereits ein Ergebnisüberlauf. Das Überlaufsignal wird deshalb am Ausgang vom Flip-Flop D_7 abgegriffen. Die letzte Stelle im angezeigten Ergebnis hat eine Auflösung, die der jeweils eingeschalteten Referenzfrequenz entspricht. Auf Grund der Umschaltmöglichkeit können aber trotz des geringen Anzeigebereichs von 1999 hohe Frequenzen mit der maximalen Auflösung von 10 Hz gemessen werden. Das notwendige Vorgehen verdeutlicht Tafel 2.

Zur Periodendauermessung muß in der Betriebsart Frequenzmessung, zusätzlich der Schalter AC, s betätigt werden. Prinzipiell erfolgt dadurch nur ein Vertauschen der Eingänge für f_x und f_{ref} . Weil die zu messenden Zeiten aber wesentlich größer als die Taktperiode von D_1 sein können, wird D_1 für die Dauer einer Messung mit dem L-Pegel von D_4 blockiert.

Es war nicht beabsichtigt, mit dem Frequenz- und Periodendauermeßteil höchste Ansprüche zu befriedigen. So wird die Auflösung von 10 Hz bei der Messung kleiner Frequenzen nicht immer genügen. Das gestellte Ziel, eine ökonomisch günstige Lösung zu erarbeiten, die sich in den Zweiflankenumsetzer leicht einfügen läßt, wurde mit der beschriebenen Variante jedoch erreicht.

Schaltungsbeschreibung

Digitalteil

Den Stromlaufplan des Digitalteils einschließlich des A-D-Umsetzers zeigt Bild 7.

Zähler, Speicher, A/nzugeschaltung [4]

Zu diesem Schaltungscomplex gehören die Schaltkreise D_1 bis D_{10} und D_{20} bis D_{28} und

die Anzeigebaulemente H_2 bis H_5 . Die statische Ansteuerung der Anzeigelemente wurde dem Multiplexbetrieb vorgezogen. Die Übernahme eines Zählerstandes in den Speicher wird mit der Rückkopplanke der Monoflopschaltung $D_{19,3}$, $D_{19,4}$ realisiert.

Integrierstufe

Sie ist ein wesentlicher Teil des Zweiflankenumsetzers und besteht aus VT_1 , N_2 und N_3 . Der Integrator N_2 ist mit der Anordnung R_{15} bis R_{19} eingangsstromkompensiert. Diese Maßnahme ist zur Erhaltung einer linearen Umsetzungs-kennlinie nötig. Der Analogschalter am Eingang des Integrators wurde nach [5] aufgebaut.

Der aus N_3 bestehende Komparator ist für den vorgesehenen Anwendungsbereich schnell genug. Ein Schutz der Eingänge wird mit den Dioden VD_1 und VD_2 erreicht. Die Polaritätserkennung arbeitet mit den diskreten Transistoren VT_2 bis VT_5 . Die Basis-Emitterdioden von VT_2 und VT_4 wirken gemeinsam mit R_{25} als Begrenzer für die Regelspannung, die in der Meßpause auf den Integratoreingang geschaltet wird.

Referenzspannungserzeugung

Im Gerät werden die beiden komplementären Referenzspannungen von $\pm 2V$ benötigt. Die ausreichend große Stabilität der Betriebsspannung von 15 V ermöglicht die Erzeugung des Z-Stromes über den Widerstand R_2 . Am Schleifer von R_3 wird die Referenzspannung von $+2V$ abgegriffen. Die negative Referenzspannung steht am Ausgang des Inverters N_1 belastungsunabhängig zur Verfügung. Die Spannung $+U_{ref}$ bricht beim Anschalten an den Integrator leicht zusammen. Folglich ist der Eingangswiderstand des Integrators nicht allein nur R_{14} , sondern besteht vielmehr aus der Reihenschaltung von R_{14} mit dem Kanalwiderstand des MOSFET und dem Innenwiderstand von $+U_{ref}$. Zum Ausgleich wurden in die Eingänge von u_M und $-u_{ref}$ die Widerstände R_8 und R_{11} eingefügt.

Steuerwerk [4]

Zur Bereitstellung des Taktes T_2 arbeitet D_{12} als stabiler Multivibrator, der auf einer Frequenz von etwa 20 kHz schwingt. Mit VD_3 und durch die Dimensionierung von R_{10} stellt sich ein Tasterverhältnis von etwa 0,5 ein. Bei dieser Frequenz beträgt die Dauer einer Umsetzungen je nach Größe der Eingangsspannung 100...200 ms, wodurch maximal fünf Umsetzungen in einer Sekunde möglich wären. Der Meßfolgenerator mit $D_{11,1}$, $D_{11,2}$ und $D_{11,3}$ arbeitet sicherheitsshalber aber nur auf einer Frequenz von etwa 3 Hz. Ein nachgeschaltetes Monoflop erzeugt aus der Generatorschwingung die zur Auslösung eines Umsetzvorganges notwendigen L-Impulse.

Der TTL-MOS-Pegelumsetzer ist mit den Transistoren VT_6 bis VT_8 bestückt. Die Dioden VD_3 bis VD_5 verhindern einen unzulässig hohen Spannungsanstieg an den Ausgängen der steuernden Gatter.

Vorzeichenanzeige

Die Vorzeichen werden nur bei der Messung von Gleichspannungen bzw. Gleichströmen angezeigt. In diesen Meßarten sind die Segmente b und d für das negative Vorzeichen dauernd eingeschaltet. Wird ein positives Vorzeichen erkannt, so wird dieses in dem mit $D_{2,3}$ und $D_{2,4}$ auf-

Tafel 2: Beispiel für Frequenzmessung mit verschiedenen Referenzfrequenzen
angelegte Frequenz: 18,453952 MHz

Schritt	einzuschaltender Faktor	Anzeige
1.	10^4	1 845
2.	10^3	□ 454
3.	10^2	□ 540
4.	10^1	□ 395

ermittelter Wert: 18 453 950 Hz

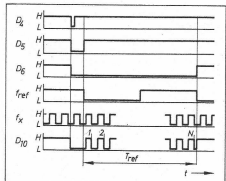


Bild 5: Impulsdiagramm bei Frequenzmessung

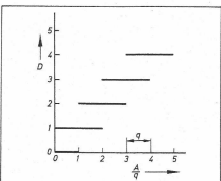


Bild 6: Quantisierungskennlinie bei Frequenzmessung

gebauten Flip-Flop so lange gespeichert, bis wieder ein negatives Vorzeichen erkannt wird. Das Flip-Flop schaltet über VT₁₀ zusätzlich die Segmente a und c ein.

Überlaufschaltung

Das Überlaufsignal wird von D₁₅ geliefert. Beim Betrieb des A-D-Umsetzers muß der Zähler zweimal überlaufen, bevor ein Ergebnisüberlauf vorliegt; bei Frequenzmessungen nur einmal. Bei Frequenzmessungen erhält man das Überlaufsignal am Ausgang des Systems 2 und im anderen Fall am Ausgang des Systems 1. Bei einem erkannten Überlauf wird der Speicherinhalt der sogenannten halben Dekade 10³ nicht angezeigt, stattdessen aber ein Sonderzeichen. Diese Maßnahme ist nötig, weil bei Periodendauer- und Frequenzmessungen zur höchsten Auflösung der Zähler mehrmals überlaufen muß, der Inhalt der Dekade 10³ aber nur 1 oder 0 sein kann, je nachdem, ob eine ungerade oder gerade Anzahl von Überläufen stattgefunden hat. Zur Speicherung eines Überlaufs dient das mit D₃ aufgebaute Flip-Flop, das die beiden Transistoren VT₁₁ und VT₁₂ ansteuert. Mit VT₁₁ wird das Sonderzeichen eingeschaltet, während VT₁₂ alle übrigen Segmente ausschaltet.

Referenzfrequenzzeugung

Die Referenzfrequenzen von 10¹, 10², 10³ und 10⁴ Hz werden von einem 1-MHz-Quarzgenerator abgeleitet, der mit D₂₀ aufgebaut ist. Mit C₁₆ kann die Generatorfrequenz auf genau 1 MHz abgeglichen werden. Die nachfolgende dekadische Frequenzteilerkette besteht aus fünf hintereinandergeschalteten Schaltkreisen D 192.

Analogteil

Die Auswahl der Schaltungstechniken für die einzelnen Funktionsstufen des Analogteils, ihre Zusammenschaltung und die Wahl der verwendeten Bauelemente bestimmen maßgeblich die elektrische Stabilität und damit die Meßgenauigkeit des Gesamtgerätes. Von mehreren untersuchten Varianten erwies sich die im Bild 8 dargestellte für den Nachbau am günstigsten.

Meßverstärker

Der Meßverstärker muß die Forderungen nach großer Bandbreite, hoher Eingangsimpedanz, kleinem Eingangsruhestrom, hoher Gleichrichtunterdrückung, kleinem Ausgangswiderstand und geringer Nullpunkt-drift erfüllen. Das gelang zufriedenstellend mit dem Einsatz eines Operationsverstärkers K 140 Y A 8 A [6] in einem beheizten Thermostat.

Mit VD₃ bis VD₁₀ in Verbindung mit der strombegrenzenden Kombination R₃₆, R₃₇ und C₁₄ ist der Verstärkereingang gegen Überspannungen geschützt. Durch die große Anzahl der in Reihe geschalteten Dioden ergibt sich eine kleine Kapazität der Schutzschaltung, die für den Wechselstrombetrieb erforderlich ist. An dem frequenzkompensierten Spannungsteiler R₄₁ bis R₄₃ und C₁₉ und C₂₁ wird im kleinsten Meßbereich und bei Strommessungen eine Verstärkungsumschaltung von 1 auf 10 vorgenommen. Der am Ausgang angeschlossene Transistor VT₁ arbeitet in der Betriebsort Widerstandsmessung als Booster, wodurch die größte Ausgangsverlustleistung, die im 0,2-kΩ-Bereich auftritt, nicht den

Operationsverstärker aufheizt. Derartige Temperaturänderungen auf dem Halbleiterschip könnte der Thermostat nur ungenügend ausgleichen. Zur Offsetkompensation genügt beim K 140 Y A 8 A ein externer Einstellregler von 10 kΩ. Er wurde zur Vergrößerung der Einstellempfindlichkeit im Nullpunktbereich mit R₄₅ und R₄₆ beschaltet.

Thermostat

Das Thermostatengehäuse zeigt Bild 9. Es besteht aus einem gedrehten Al-Rohrstück, um das der Heizdraht gewickelt ist. Zur Wärmeisolation nach außen dient eine Plastkappe. In Richtung zur Platine und nach oben besteht die Isolation aus Schaumpolystyrol. Zu beachten ist, daß das Material vor dem Einsatz gut getrocknet werden muß.

Die Thermostatschaltung ist ein einfacher Schmitt-Trigger mit den Transistoren VT₂ und VT₃.

AC-DC-Umsetzer

Der verwendete AC-DC-Umsetzer wurde in der Literatur schon mehrfach beschrieben [7]. Er ist im Betrieb ständig an den Meßverstärker angeschlossen. N₂ ist mit R₂₀, R₂₃ und C₂₅ für Gleichspannungen gegengekoppelt und besitzt so eine korrekte Nulllage bei fehlender Eingangsspannung. Der Gegenkopplungswiderstand von N₂ wurde so dimensioniert, daß eine Bewertung des Signals als Effektivwert sinusförmiger Eingangsspannungen erfolgt.

Im Frequenzbereich von 30 Hz bis 30 kHz besitzt der Umsetzer nur einen geringen Meßfehler. Die obere Frequenzgrenze ergibt sich vor allem durch Phasenänderungen in den Verstärkern. Dagegen ist die untere Frequenzgrenze mit der Dimensionierung aller Koppelkondensatoren und des Siebkondensators C₂₈ zu beeinflussen. C₂₈ bestimmt aber auch die Einschwingzeit auf den Meßwert, deshalb ist seine Dimensionierung ein Kompromiß. Mit C₂₈ = 4,7 µF wird die erste Harmonische, die sich aus der Fourierreihe einer zweigeglichgerichteten 30-Hz-Sinusspannung ergibt, um 98,7% gedämpft. Da die Grunddämpfung von Störspannungen bei 60 Hz noch [3] für Integrationszeiten von 100 ms 25,5 dB beträgt, besteht die Möglichkeit, daß der Meßwert bei 30 Hz Eingangsfrequenz um ±1 digit schwankt. Die Einstellzeit beträgt weniger als 3 s.

Die kleinste Meßspannung beträgt etwa 10 mV. Darunter ergeben sich wegen der fehlenden Offsetkompensation von N₂ und auf Grund ungleicher Widerstände größere Meßfehler. Im kleinsten Meßbereich von 0,2 V beträgt die kleinste, noch genau meßbare Spannung infolge der zehnfachen Verstärkung des Meßverstärkers 1 mV.

Eingangsspannungsteiler

Der Eingangsspannungsteiler R₁ und R₃ bis R₁₇ wird für Gleich- und Wechselspannungen benutzt und ist mit C₂ bis C₁₂ frequenzkompensiert. Bei Gleichspannungsmessungen wird in den Bereichen 0,2 V und 2 V der Spannungsteiler umgangen, wodurch sich ein sehr hoher Eingangswiderstand ergibt. In den weiteren Meßbereichen ist ein 10-MΩ-Spannungsteiler eingeschaltet. Zur Umschaltung dient die Schalterebene S₁₄. Bei Wechselspannungsmessungen wird die Spannung über C₁ nach dem oberen Spannungsteilerwiderstand von insgesamt 9 MΩ eingesteigt. Es ergibt sich dadurch ein 1-MΩ-Spannungsteiler, der mit der Schalterebene S₁₃ umgeschaltet wird.

Shuntnetzwerk

Es besteht aus den Widerständen R₁₈ bis R₂₃. An der Summe der jeweils eingeschalteten Widerstände fallen in jedem Meßbereich maximal 0,2 V ab. Der Spannungsabfall über den Gerätebuchsen ist auf Grund der unvermeidbaren Kontaktwiderstände des Schalters und der Buchsen sowie der Widerstände von Verdrahtung und S₁₁ größer. Zur Vermeidung einer hohen Verlustleistung am Shuntnetzwerk sind die Dioden VD₁ und VD₂ vorgesehen.

Referenzwiderstand zur Widerstandsmessung

In der Betriebsort Widerstandsmessung arbeitet der Meßverstärker als invertierender Verstärker, wobei der an den Meßbuchsen angeschlossene Widerstand im Gegenkopplungszweig liegt [8]. In den Verstärkereingangsleitungen Ströme eingesteigt, die mit den Referenzwiderständen R₂₄ bis R₃₄ aus der Referenzspannung -U_{ref} abgeleitet werden. Weil N₁ dadurch eine positive Spannung an den A-D-Umsetzer liefert, wird auch wieder die belastungsfähige negative Referenzspannung durch den A-D-Umsetzervorgang benötigt. Die angezeigte Zahl N ergibt sich, wenn anstelle der Größe u₁₁ in Gl. (3) der Ausdruck

$$U_{M1} = \frac{U_{ref} R_{24}}{R_{ref}} \quad (4)$$

eingesetzt wird. Es folgt

$$N = \frac{R_{24}}{R_{ref}} (N_0 + 1) + \frac{1}{2} \quad (5)$$

Der absolute Wert von U_{ref} ist demnach bedeutungslos. Die Genauigkeit wird vorwiegend durch die Referenzwiderstände bestimmt.

Eingangsteil für Frequenzmessung

Es wurde ein hochohmiger Eingang gewählt, um das Meßobjekt so wenig wie möglich zu belasten. Mit VD₁₇ bis VD₂₂ wird der Eingangstransistor VT₄ vor Überspannungen geschützt. Die Reihenschaltung mehrerer Dioden verringert die Kapazität der Schutzschaltung und damit die Eingangskapazität insgesamt. Zur Ansteuerung

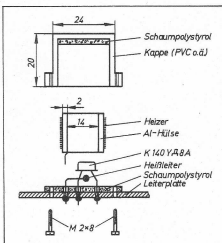


Bild 9: Thermostatengehäuse

