Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 58 (1967)

Heft: 15

Artikel: Elektronische Voltmeter mit Transitoren

Autor: Kägi, E. / Fischer, A. / Görög. T.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-916271

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 10.07.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

dungsbereiches der elektrischen Energie, wird es Ihrer Kommission dennoch nicht an Arbeit fehlen. Ich gebe dem Wunsche Ausdruck, dass die «Commission internationale de réglementation en vue de l'approbation de l'équipement électrique» mit der gewaltigen Entwicklung der Elektroindustrie Schritt hält, und dass sie durch ihre Empfehlungen zur Vereinheitlichung der Normen einen wertvollen Beitrag nicht nur an die Unfallverhütung, sondern auch zum Aufbau der europäischen Wirtschaft und der Förderung der europäischen Idee leistet. Die besten Empfehlungen bleiben aber toter Buchstabe, wenn ihnen nicht die praktische Verwirklichung folgt. Ich hoffe daher, dass die von Ihnen beschlossenen Sicherheitsvorschriften, so beförderlich als es die nationalen Gesetzgebungsverfahren zulassen, in allen europäischen Ländern anerkannt werden.

Ich schliesse mit dem Wunsche, Ihrem Kongress vom Frühjahr 1967 in Montreux möge voller Erfolg beschieden sein. Ich danke Ihnen für die Wahl unseres Landes als Tagungsort und hoffe, dass Sie im Bewusstsein nach Hause fahren, dass die Schweiz bereit ist, soweit es in ihrer Macht steht, an die Werke der Eintracht und Zusammenarbeit beizutragen.

Elektronische Voltmeter mit Transistoren

Von *E. Kägi, A. Fischer* und *T. Görög*, Zürich

621.317.725

Der Artikel zeigt die Probleme auf, die bei der Anwendung von Transistoren in elektronischen Voltmetern auftreten. Sowohl der Bipolartransistor wie der Feldeffekttransistor werden behandelt in ihren Eigenheiten als lineare Verstärker und als Schalter bei der Verwendung in elektronischen Multimetern, Gleich- und Wechselspannungsvoltmetern und Digitalvoltmetern.

L'article présente une vue générale des problèmes relatifs à l'utilisation des transistors dans les voltmètres électroniques. Il traite des propriétés des transistors bipolaires, ainsi que des transistors à effet de champ, servant d'amplificateurs linéaires et de commutateurs lors de leur application dans les multimètres électroniques, les voltmètres pour tensions continues et alternatives et les voltmètres digitaux.

1. Einleitung

Gleich- und Wechselspannungen werden üblicherweise mit elektromechanischen Instrumenten gemessen (Drehspul-, Dreheisen-, Elektrodynamische-, Hitzdraht-, Statische- Voltmeter). In vielen Fällen reicht jedoch die Empfindlichkeit dieser Instrumente nicht aus, oder das Messobjekt kann die Leistung für den Antrieb dieser Instrumente nicht abgeben. Diese Messprobleme können meistens mit Hilfe eines Messverstärkers gelöst werden, den man vor das eigentliche Anzeigeinstrument schaltet. Die Kombination Verstärker — Anzeigeinstrument ist ein elektronisches Voltmeter.

Als Verstärkerelemente wurden früher hauptsächlich Röhren verwendet. Deshalb hat sich für diese Geräte die Bezeichnung «Röhrenvoltmeter» eingebürgert. Dies führt dann manchmal zu völlig abwegigen Ausdrücken wie transistorisierte Röhrenvoltmeter usw.

Sobald Transistoren verfügbar waren, wurde untersucht, wie weit sich diese Verstärkerelemente in den Messverstärkern verwenden lassen. Die Vorteile der Transistoren gegenüber Röhren sind bekanntlich:

a) Geringes Volumen;
b) Geringer Leistungsbedarf;
c) Kleine Betriebsspannungen;
d) Wegfall von Heizung;
e) Sofortige Betriebsbereitschaft;
f) Keine Mikrofonie;
g) Hohe Lebensdauer

Dank diesen Eigenschaften wäre der Transistor für die Anwendung in elektronischen Voltmetern gut geeignet. Der geringe Leistungsbedarf und die niedrige Betriebsspannung ermöglichen eine wirtschaftliche Speisung durch Trockenbatterien. Damit fallen alle Unzulänglichkeiten der Netzspeisung weg wie Brummeinstreuung, Leckströme, Einfluss von Netzspannungsschwankungen. Die Geräte können auch an Stellen eingesetzt werden, wo kein Netzanschluss verfügbar ist.

Leider stehen den erwähnten Vorteilen der Transistoren gegenüber Röhren auch schwerwiegende Nachteile gegenüber:

a) Für die Steuerung der Transistoren wird Leistung benötigt;
b) Die Transistoreigenschaften sind stark temperaturabhängig;
c) Die Exemplarstreuungen bei Transistoren sind wesentlich grösser als bei Röhren. Das Rauschen bei hohen Quellenwiderständen ist grösser;
d) Die niedrige Eingangsimpedanz des Transistors ist für die Anwendung in elektronischen Voltmetern sehr hinderlich, da man das Messobjekt möglichst wenig belasten möchte.

Glücklicherweise ist in den letzten Jahren ein neuer Halbleitertyp auf dem Markt erschienen, der eine sehr hohe Eingangsimpedanz aufweist: Der Feldeffekttransistor. Dieser hat ganz ähnliche Steuereigenschaften wie die Röhre, kommt aber anderseits mit der niedrigen Betriebsspannung der Transistoren aus und benötigt wenig Leistung. Damit ist man in der Lage, ein elektronisches Voltmeter vollständig mit Transistoren auszurüsten bei mindestens gleich guten elektrischen Eigenschaften wie ein Röhrengerät. Den Feldeffekttransistor verwendet man im allgemeinen nur als Impedanzwandler in der Eingangsstufe. Die folgenden Stufen werden mit normalen Transistoren bestückt, da hier der Feldeffekttransistor keine Vorteile mehr bietet, dagegen aber ein Mehrfaches kostet.

Der Einfluss von Temperaturänderungen und Exemplarstreuungen auf die Geräteeigenschaften lässt sich durch eine geeignete Bemessung der Schaltung und die Anwendung von starker Gegenkopplung auf einen unschädlichen Wert vermindern.

Bei elektronischen Voltmetern unterscheidet man nach Anwendungsgebiet und Schaltungstechnik folgende Typen:

a) Gleichspannungsvoltmeter;
b) Wechselspannungs-Breitbandvoltmeter;
c) Hochfrequenzvoltmeter;
d) Universalvoltmeter;
e) Digitalvoltmeter.

In den folgenden Abschnitten soll kurz auf die speziellen Probleme eingegangen werden, die sich durch die Verwendung von Transistoren in den einzelnen Gerätetypen ergeben.

2. Gleichspannungsvoltmeter

2. 1 Transistoren in direkt gekoppelten Gleichspannungsverstärkern

Bei jeder Messung treten ausser dem Nutzsignal auch Störsignale auf. Diese bestimmen die mit einem Messverfahren

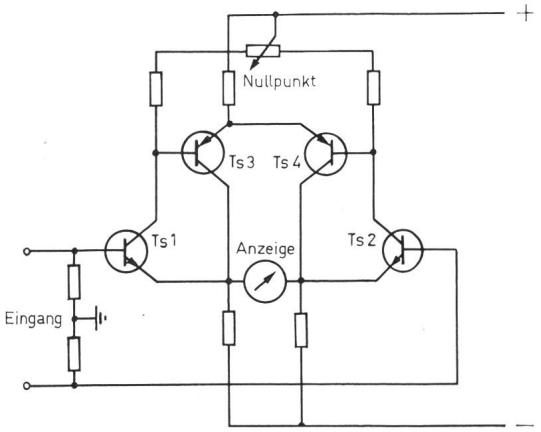


Fig. 1
Gleichspannungs-Differenzvoltmeter mit Transistoren
Ts 1 und *Ts 2* müssen möglichst identische Kennwerte haben, damit die Temperaturdrift klein wird

noch nachweisbaren Spannungen, da ja das Nutzsignal sich vom Störsignal abheben muss.

Die bei Transistor-Gleichspannungsverstärkern massgebenden Störsignale werden durch Schwankungen der Umgebungstemperatur hervorgerufen, da die meisten Transistorkennwerte temperaturabhängig sind. Diese Störeinflüsse können stark vermindert werden, wenn man zwei möglichst identische Transistoren in einem Differenzverstärker nach Fig. 1 verwendet. Hat z. B. die Basis-Emitterdiode eines einzelnen Transistors einen Temperaturkoeffizienten von $-2{,}2$ mV/°C, so gibt es heute im Handel bereits Transistorpaare, deren Basis-Emitterdioden nur Drift-Unterschiede von einigen Mikrovolt pro °C aufweisen. Wird bei einem Gleichspannungsverstärker mit Transistoren ein hoher Eingangswiderstand gefordert, sind Driftunterschiede der beiden Basisströme von grosser Bedeutung. Mit ausgesuchten Transistorpaaren lassen sich Werte von ca. 1 nA/°C erreichen. Soll mit einem solchen Transistorpaar ein Gleichspannungsvoltmeter gebaut werden, dessen Eingangswiderstand 1 MΩ beträgt, tritt infolge der erwähnten Stromdrift am Eingangswiderstand eine Spannungsdrift von 1 mV/°C auf. Lässt man für das Voltmeter eine Nullpunktdrift von 1 %/°C bezogen auf Vollausschlag zu, so kann ein empfindlichster Messbereich von 100 mV Vollausschlag erreicht werden. Für hochwertige Messgeräte ist der genannte Wert noch viel zu hoch, so dass in diesen Geräten ein empfindlichster Messbereich von ca. 1 V verwirklicht werden kann. Bessere Resultate bei hohen Eingangswiderständen erzielt man mit Feldeffekt-Eingangsstufen, nach Fig. 2.

2.2 Transistoren in Gleichspannungs-Zerhackervoltmetern

2.2.1 Prinzipschaltung

Den grundsätzlichen Aufbau eines Zerhackervoltmeters zeigt Fig. 3. Die zu messende Gleichspannung wird durch einen mechanischen oder elektrischen Schalter (Zerhacker, englisch: chopper) in eine proportionale Wechselspannung umgeformt.

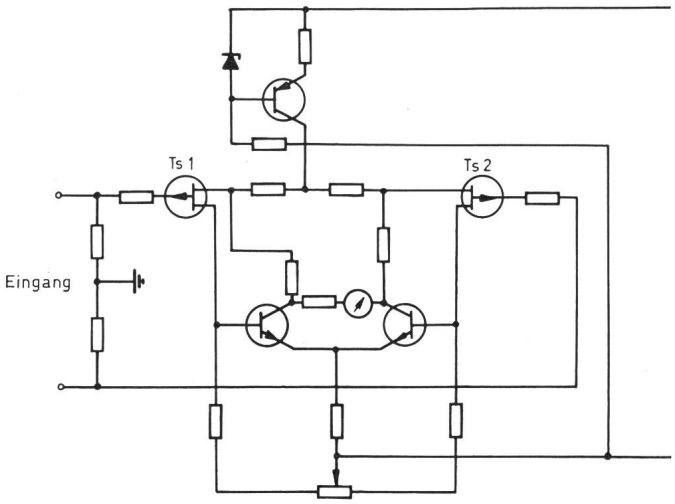


Fig. 2
Gleichspannungs-Differenzvoltmeter mit Feldeffekt-Transistoren
Mit ausgesuchten Transistoren *Ts 1* und *Ts 2* sind folgende Eingangskennwerte erreichbar: Spannungsdrift ≦ 25 µV/°C
Stromdrift ≦ 10 pA/°C

Die Wechselspannung wird in einem Verstärker verstärkt und anschliessend wieder gleichgerichtet. Änderungen des Gleichstromarbeitspunktes des Verstärkers spielen bei diesem Prinzip keine Rolle. Die erreichbare Empfindlichkeit hängt fast ausschliesslich von den Eigenschaften des verwendeten Zerhackers ab, da sich der Einfluss von Verstärker und Gleichrichter durch geeignete Gegenkopplungsschaltungen auf einen vernachlässigbaren Wert reduzieren lässt. Gegenüber Röhren bieten die Halbleiter im Gleichspannungsvoltmeter verschiedene Vorteile:

Keine Abhängigkeit von Heizspannungsänderungen. Durch das Wegfallen der Heizung und die allgemeine Herabsetzung der Betriebsspannungen wird die im Gerät verbrauchte Leistung kleiner; dadurch werden langdauernde Nullpunkt-Wanderungen durch entstehende Thermospannungen reduziert.

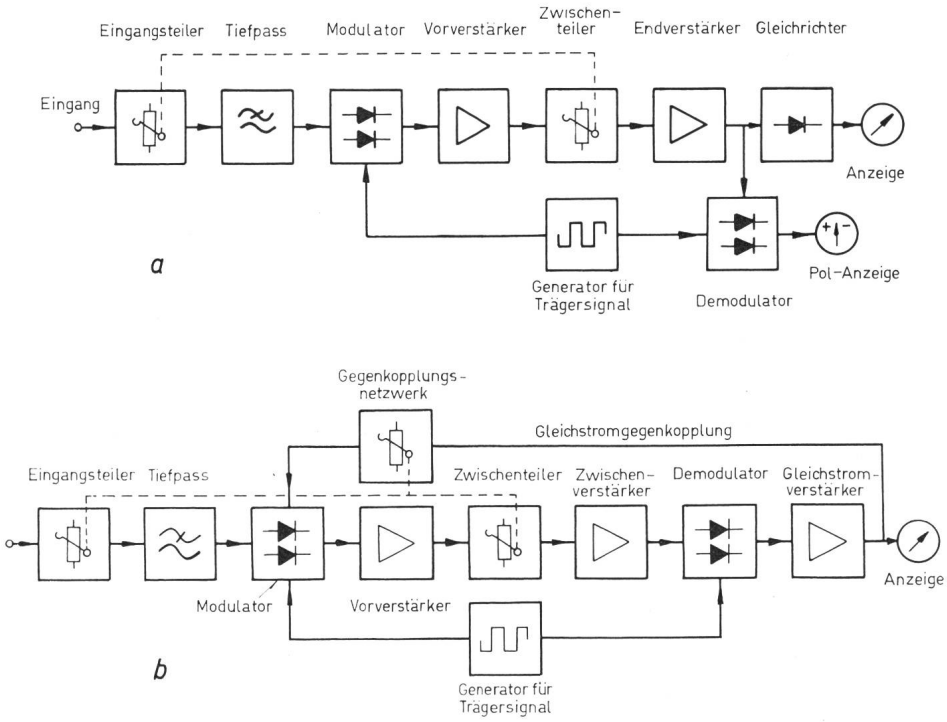


Fig. 3
Gleichspannungsvoltmeter
a mit gewöhnlichem Gleichrichter und separater Polanzeige;
b mit Synchron-Demodulator und Gleichstromgegenkopplung über alles

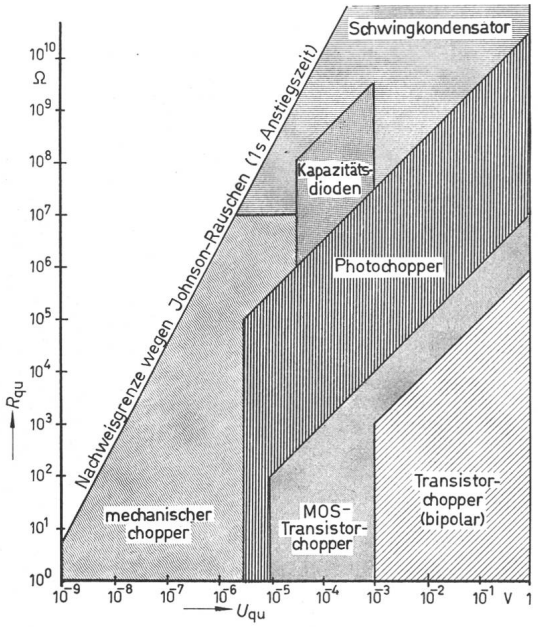


Fig. 4
Anwendungsbereiche der verschiedenen Zerhackertypen in Abhängigkeit von Quellenspannung U_{qu} und Quellenwiderstand R_{qu}
Die Gebiete sind links und oben durch die eingezeichneten Geraden begrenzt. Nach unten und rechts setzen sie sich fort, wenn sie auch durch andere Flächen abgedeckt werden

2.2.2 Zerhacker

Bis heute sind folgende Modulatortypen in handelsüblichen Geräten verwendet worden:

a) Mechanische Schalter;
b) Bipolare Transistoren;
c) Feldeffekttransistoren;
d) Photowiderstände;
e) Schwingkondensatoren;
f) Kapazitätsdioden.

Fig. 4 zeigt, bis zu welchen Spannungen, in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand, die einzelnen Modulatoren noch

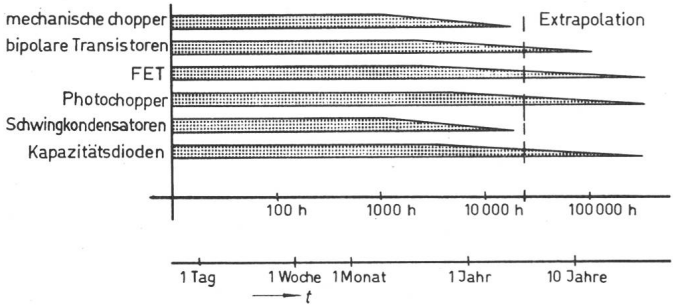


Fig. 5
Ungefähre Lebensdauer t verschiedener Zerhackertypen
Je nach Anwendung kann ein Ausfall früher oder später auftreten. Die Bereiche sind deshalb nach rechts auslaufend gezeichnet

verwendet werden können. Es sind dies nur Richtwerte, da speziell bei den Halbleiterchoppern infolge der Fortschritte in der Herstellungstechnik laufend Typen mit verbesserten Eigenschaften auf dem Markt erscheinen. Fig. 5 gibt einen Überblick über die Lebensdauer der verschiedenen Modulatoren, und aus Fig. 6 lässt sich die ungefähre Steuerleistung entnehmen, die für den Antrieb erforderlich ist.

In diesem Zusammenhang interessieren vor allem die unter b) und c) genannten Modulatoren. Es soll deshalb etwas näher auf ihre spezifischen Vorteile und Probleme eingetreten werden.

2.2.3 Bipolare Transistoren als Kleinsignal-Zerhacker

Betrachtet man Fig. 7, so wird ersichtlich, dass ein Transistor bei aufgeprägtem Basisstrom mit positiven und negativen Kollektorströmen betrieben werden kann. Man kann damit also Ströme in beiden Richtungen schalten. Für $I_c = 0$ ist aber der Wert von $U_{ce} \neq 0$. Dies ist ein erster Unterschied zum mechanischen Schalter: Der Transistor besitzt eine vom Basisstrom, von der Temperatur und vom Exemplar abhängige Restspannung (offset). Bei gesperrter Emitter-Basisdiode hingegen ist der Strom $I_c \neq 0$. Dies ist der stark temperaturabhängige Reststrom des Transistors. Er verdoppelt sich jeweils bei einer Temperaturerhöhung von 7...10 °C. Ferner treten am Kollektor beim Übergang vom leitenden in den gesperrten Zustand, und umgekehrt, Spannungsspitzen auf, die im Eingang einen aufgeprägten Strom erzeugen und sehr leicht die nachfolgenden Verstärker übersteuern. Am Kollektor entsteht ohne Eingangssignal eine typische Spannungsform, wie sie in Fig. 8 sichtbar ist. Durch inversen Betrieb (Kollektor und Emitter vertauscht) kann die Restspannung stark herabgesetzt werden, z. B. von 10 mV auf 100...500 µV. Diese Spannungen können noch weiter kompensiert werden, z. B. durch

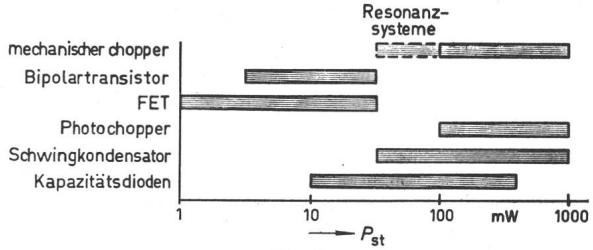


Fig. 6
Steuerleistungsbedarf P_{st} verschiedener Zerhackertypen
Die Leistung, die in der Treiberschaltung verloren geht ist inbegriffen, da hier die Gesamtleistung interessiert

die Parallelschaltung eines npn- und eines pnp-Transistors, welche gleichzeitig ein- und ausgeschaltet werden, oder durch Serieschaltung zweier gleicher Transistoren. Die Restströme bleiben aber und bedingen, dass man Transistorchopper mit Vorteil nur in niederohmigen Schaltungen einsetzt oder aber bei konstantem Quellenwiderstand. Für ein genaues Studium dieses Gebietes sei auf die einschlägige Literatur verwiesen.

2.2.4 Feldeffekttransistoren als Chopper

Um ihre Vor- und Nachteile zu verstehen, ist es vielleicht gut, die Eigenschaften der beiden Familien von Feldeffekt-

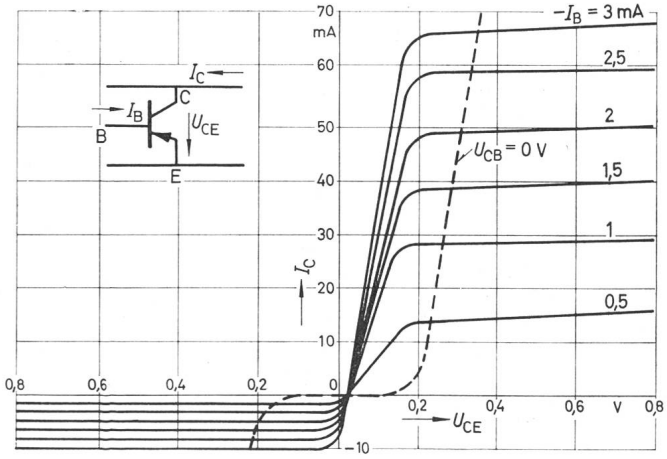


Fig. 7
Ausgangskennlinienfeld eines Bipolartransistors in Emitterschaltung
Bei Stromsteuerung der Basis kann der Transistor in beiden Richtungen Strom führen

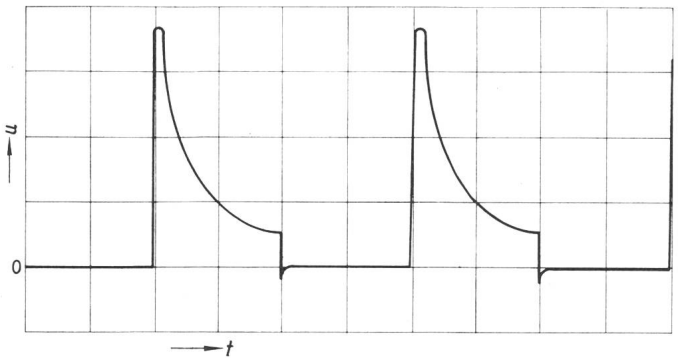


Fig. 8
Typische Spannungsform am Kollektor eines als Zerhacker verwendeten Bipolartransistors bei rechteckförmigem Steuersignal

transistoren (field effect transistor, Fet oder FET) kurz zusammenzustellen.

1. Familie: Die Sperrschicht- (Junction-) FET sind prinzipiell gemäss Fig. 9 gebaut. In ein Grundmaterial vom p-Typ wird ein n-Kanal eindiffundiert und darüber, auf den mittleren Teil, erneut p-Material. Der n-Kanal ist nun eingesperrt zwischen dem p-Substrat und der oben eindiffundierten p-Schicht,

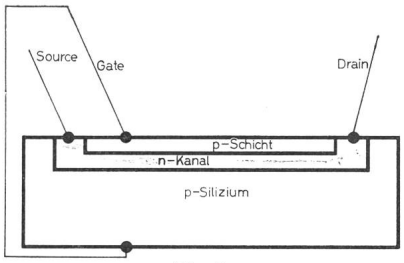


Fig. 9
Querschnitt durch einen n-Kanal-Sperrschicht-Feldeffekttransistor
Die Leitfähigkeit des Kanals wird durch eine zwischen Source und Gate angelegte Spannung verändert

(die meistens elektrisch verbunden werden) und bilden damit das sog. «Gate». Die beiden Enden des n-Kanals werden Ohmisch kontaktiert und bilden Source (Kathode) und Drain (Anode) in Röhrenanalogie.

Das Kennlinienfeld (Fig. 10) gleicht demjenigen einer Röhrenpenthode, obwohl nur 3 Elektroden vorhanden sind. Um den Kanal zu sperren, muss eine hohe negative Vorspannung angelegt werden. Der Übergang zwischen dem p-Gate und

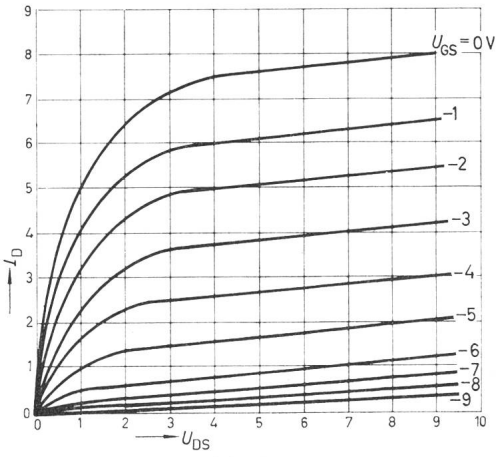


Fig. 10
Kennlinienfeld eines Sperrschicht-Feldeffekttransistors
Das Kennlinienfeld gleicht dem einer Pentode. Die eingezeichneten Polaritäten von Spannungen und Strömen gelten für einen n-Kanal-Feldeffekttransistor. Für einen p-Kanal-Feldeffekttransistor haben Spannungen und Ströme die entgegengesetzte Richtung

dem n-Kanal besteht eigentlich aus der Sperrschicht einer Diode, daher der Name: Sperrschicht-FET. Die Eigenschaften des Gate zeigen auch die Eigenschaften einer Diode: Sperrstrom (Grössenordnung $10^{-9}...10^{-13}$ A) bei Zimmertemperatur, der wie bei einer Diode stark temperaturabhängig ist.

Neben dem n-Kanal-Fet existiert auch der komplementäre p-Kanal-Typ. (n-channel und p-channel). Er hat im wesentlichen die gleichen Eigenschaften, wird aber mit umgekehrter Polarität der Speisespannung betrieben.

2. Familie: Feldeffekttransistoren mit isolierter Steuerelektrode zeichnen sich dadurch aus, dass anstelle einer Sperr-

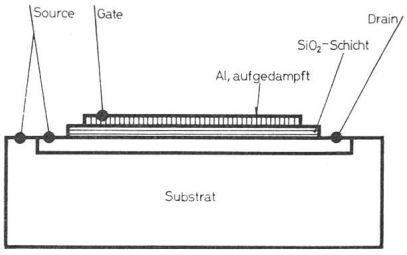


Fig. 11
Aufbau eines MOS-Transistors vom Depletion-Typ
Der leitfähige Kanal unter der SiO_2-Schicht ist bei Gatespannung Null vorhanden

schicht, wie im Junction-FET, ein richtiger Isolator zwischen Steuerelektrode und gesteuertem Kanal eingebaut ist. Ihre bekanntesten Vertreter sind die MOST (*M*etal-*O*xide-*S*ilicon-*T*ransistor). Dabei geben die Wörter die Reihenfolge der Schichten an (Fig. 11). Die Steuerelektrode, das Metall (meist aufgedampftes Aluminium) liegt auf einer SiO- oder SiO_2-Schicht als Isolator; darunter folgt das Silizium, in dem der

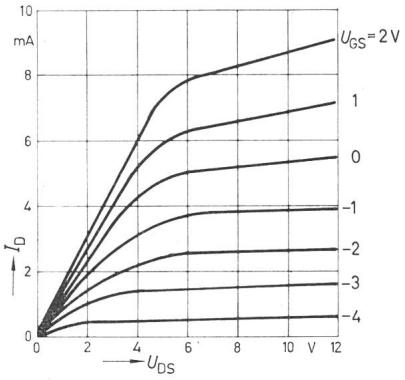


Fig. 12
Kennlinie eines MOS-Feldeffekttransistors vom Depletion-Typ
Die Kennlinien gleichen denjenigen des Sperrschicht-Feldeffekttransistors. Im Gegensatz dazu ist aber eine Aussteuerung bis zu positiven Gatespannungen möglich

Kanal eingebettet ist. Hier muss man nun sofort zwei Unterfamilien unterscheiden:

a) Depletion-Typ;
b) Enhancement-Typ.

a) *Depletion-Typ* (Fig. 11 und 12): Er entspricht dem Junction-FET in dem der Kanal von der Steuerelektrode beeinflusst wird. Zwei Unterschiede zeichnen ihn jedoch aus: Da ein richtiger Isolator zwischen Steuerelektrode und Kanal liegt, besitzt er einen sehr hohen Isolationswiderstand. Er kann an der Steuerelektrode in positiver und negativer Richtung ausgesteuert werden. (Beim Junction-FET in einer Richtung, begrenzt durch das Einsetzen der Leitung in der Diode.)

b) *Enhancement-Typ:* Aus Fig. 13 sieht man, dass bei Vorspannung 0 an der Steuerelektrode gar kein Kanal zwischen Source und Drain vorhanden ist. Dieser MOST ist also gesperrt. Erst durch An-

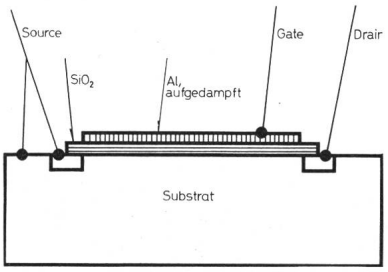


Fig. 13
Aufbau eines MOS-Transistors vom Enhancement-Typ
Der Kanal wird unter der SiO_2-Schicht erst beim Anlegen einer Spannung am Gate gebildet

legen einer genügend hohen positiven Spannung am Gate (2...15 V) werden unter dem Isolator so viele Elektronen angezogen, dass ein n-Kanal entsteht. Dadurch wird er erst leitend. Sein Kennlinienfeld ist in Fig. 14 dargestellt.

Beide Unterfamilien können auch in p-Channel-Exemplaren hergestellt werden. Dabei kehren sich sinngemäss alle Polaritäten um. Das Substrat wird meistens mit der Source verbunden, so dass der Kanal auf einer Seite wiederum von einer Sperrschicht begrenzt ist. Man kann es aber auch als zusätzliche Steuerelektrode verwenden, z. B. in Mischstufen oder zum Regeln der Steilheit.

Anschliessend wird nun die Eignung des FET als Chopper diskutiert.

Als erstes kann man folgendes bemerken: Alle aufgeführten Arten von FET sind als Chopper verwendbar. Alle brauchen

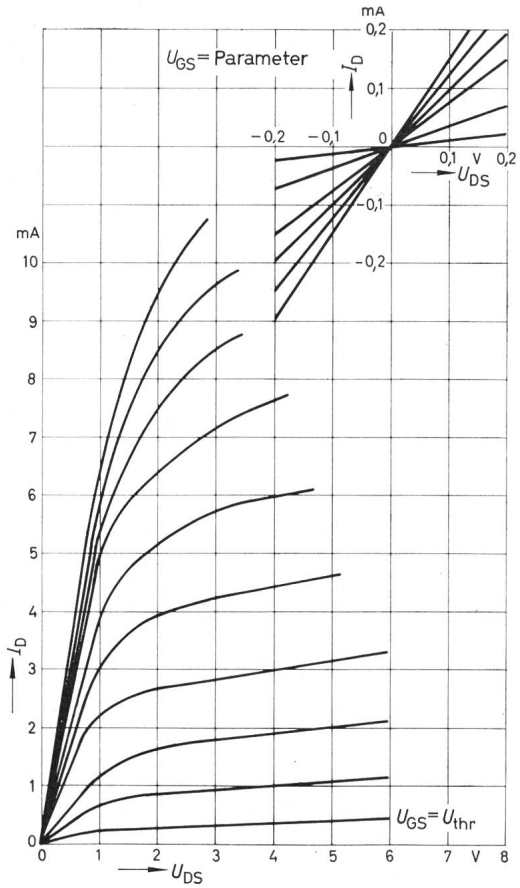


Fig. 14
Kennlinien eines MOS-Feldeffekttransistors vom Enhancement-Typ
Die Leitfähigkeit beginnt erst, wenn die Spannung U_{GS} einen Minimalwert U_{thr} überschreitet. Oben rechts ist die Umgebung des Nullpunktes vergrössert herausgezeichnet. Die Kennlinien laufen als Geraden durch den Nullpunkt. Der MOS-Feldeffekttransistor verhält sich in diesem Gebiet wie ein Widerstand, dessen Wert durch die Spannung am Gate geändert werden kann

entweder zum Sperren oder zum Öffnen eine gegen das angelegte Signal hohe Spannung. Im Gegensatz zum Bipolartransistor haben sie aber im eingeschalteten Zustand keine offset-Spannung über dem Kanal. Er entspricht in seinem Verhalten einem Ohmschen Widerstand (bei kleinen angelegten Spannungen). Dieser Widerstand liegt in der Grössenordnung 50...1000 Ω. Er ist im allgemeinen höher als bei einem Bipolartransistor. Im gesperrten Zustand liegt der Kanalwiderstand in der Grössenordnung von einigen MΩ, so dass trotzdem hohe Ein-Aus-Verhältnisse erzielt werden können. Als Chopper speziell geeignet ist der Enhancement-Type-MOST. Folgende Gründe sprechen dafür:

Im gesperrten Zustand liegt keine Spannung am Gate. Daher fliesst auch kein Leckstrom aus dem Steuerkreis in den geschalteten Kreis. Eingeschaltet liegt wohl eine verhältnismässig hohe Spannung am Gate, ein eventueller Leckstrom fliesst aber über den niederohmigen Kanal ab, so dass ein Minimum an Störung daraus resultiert.

Diese Betrachtungen gelten für den stationären Zustand. Beim Umschalten treten aber wieder hohe Spannungsspitzen

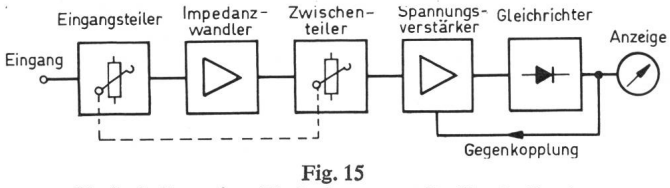


Fig. 15
Blockschaltung eines Wechselspannungs-Breitbandvoltmeters

auf, welche ähnlich wirken wie beim Bipolartransistor. In der Eingangsschaltung fliesst ein Strom, der der Umschaltfrequenz proportional ist. Er wird über die Gate-Drain-Kapazität eingepumpt. Durch Kompensation mit einer genau spiegelbildlichen Spannung kann er auf einige 10^{-12} A herabgesetzt werden.

Zusammenfassend kann man folgendes sagen: Der Enhancement-Type-MOST kann den Bipolartransistor als Chopper mit Vorteil ersetzen, da er keine Offset-Spannung besitzt. Ohne Schwierigkeiten kann man 10...100mal kleinere Spannungen zerhacken als mit Bipolartransistoren. Der eingangsseitige Pumpstrom hingegen limitiert den Anwendungsbereich aber trotzdem auf verhältnismässig niederohmige Quellwiderstände.

3. Breitband-Wechselspannungs-Voltmeter

3.1 Prinzipschaltung

Fig. 15 zeigt den typischen Aufbau eines Wechselspannungs-Breitbandvoltmeters. Für die Anzeige wird im allgemeinen ein Drehspulinstrument verwendet, bei dem der Zeigerausschlag meistens eine lineare Funktion des durchfliessenden Gleichstromes ist.

Die Wechselspannungs-Gleichstrom-(AC-to-DC)Umwandlung kann so stattfinden, dass der Instrumentenstrom dem Effektivwert oder dem Mittelwert, seltener dem Scheitelwert, der angelegten Wechselspannung proportional ist. Der AC-to-DC-Umwandler arbeitet nur in einem bestimmten, relativ kleinen Pegelbereich. Um Messungen in einem grossen Spannungsbereich (1:10^6) zu ermöglichen, werden Verstärker und Spannungsteiler dem Umwandler vorgeschaltet. Der Verstärkungsfaktor hängt in erster Linie von der kleinsten Meßspannung ab. Man legt die Spannungspegel an verschiedenen Punkten der Schaltung so fest, dass bei kleinstmöglichem Aufwand in

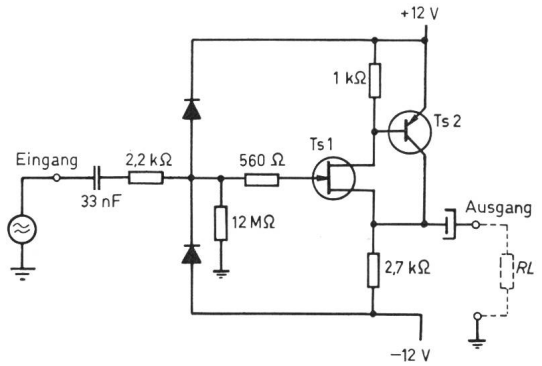


Fig. 16
Impedanzwandler mit Feldeffekttransistor

keinem Messbereich eine Stufe übersteuert wird. Die nicht eingezeichnete Speisung erzeugt die für die Verstärkerstufen benötigten Betriebsspannungen. Handelsübliche Geräte entnehmen die Betriebsenergie dem Netz oder einer Batterie. Es gibt aber auch Geräte, die wahlweise auf diese beiden Betriebsarten umgeschaltet werden können.

Das zu messende Signal wird in den empfindlichsten Bereichen ohne Abschwächung dem ersten Verstärker zugeführt. Wenn das Eingangssignal einen Wert erreicht, bei dem der Impedanzwandler-Verstärker übersteuert würde, reduziert man die Eingangsspannung mit Hilfe des Eingangsteilers. Die Impedanz dieses Teilers sollte hoch sein, damit das Messobjekt möglichst wenig belastet wird. Anderseits sind hochohmige Teiler teuer, ungenau, instabil und für grössere Frequenzbereiche schwierig zu kompensieren, denn die verteilten Streukapazitäten der hochohmigen Widerstände verursachen kleine Welligkeiten in der Amplitudencharakteristik, die nur mit grossem Aufwand korrigiert werden können.

Bei den heute angebotenen Wechselspannungs-Voltmetern weist die Eingangsimpedanz Werte auf, die zwischen einigen hundert kΩ und 10 MΩ parallel mit der Kapazität von 20...50 pF liegen. Die Abschwächergenauigkeit variiert zwischen einem Prozent und einem Promille.

3.2 Impedanzwandler mit Transistoren

Der erste Verstärker, unabhängig davon, ob er für eine tatsächliche Spannungsverstärkung ausgelegt ist oder nicht, wirkt als Impedanzwandler. Einen breitbandigen Impedanzwandler mit einer Spannungsverstärkung ≈ 1 zeigt Fig. 16.

Es ist im Prinzip ein zweistufiger Verstärker, dessen Spannungsverstärkung durch die Gegenkopplung auf eins reduziert wird. Die hier benützte Serie-Parallel-Gegenkopplung stabilisiert die Spannungsverstärkung und erniedrigt die Ausgangsimpedanz. So wird trotz der Exemplarstreuungen, Temperaturabhängigkeit und eventuellen zeitbedingten Parameteränderungen der Halbleiter eine sehr gute Langzeitstabilität der Spannungsverstärkung erreicht. Typische Daten der angegebenen Schaltung:

Spannungsverstärkung: 0,99 ± 0,5 %;
Eingangsimpedanz: 10 MΩ parallel zu 15 pF;
Ausgangsimpedanz: 5...20 Ω;
Bandbreite: 1 Hz...10 MHz.

Der Kondensator am Eingang trennt eine eventuell der zu messenden Wechselspannung überlagerte Gleichspannung ab. Die zwei schnellen Siliziumdioden, die in Sperrichtung vorgespannt dem Eingang parallel liegen, schützen den Feldeffekttransistor gegen Zerstörung bei zu hohen Eingangsspannungen.

Dem Impedanzwandler folgt meistens der niederohmige Spannungsteiler, der eine feine Abstufung der Voltmeterempfindlichkeit, üblicherweise in 10-dB-Schritten ermöglicht. Bei diesem niederohmigen Spannungsleiter erübrigt sich im allgemeinen eine kapazitive Kompensation der Amplitudencharakteristik.

3.3 Spannungsverstärker

Die Dimensionierung des Verstärkers gemäss Fig. 17 hängt von der erwünschten Empfindlichkeit, dem Frequenzbereich des Voltmeters und von der Art der Umwandlung Wechselspannung in Gleichstrom ab.

Die Schaltung hat auch eine Serie-Parallel Gegenkopplung, die eine Stabilisierung der Spannungsverstärkung, eine Erhöhung der Eingangsimpedanz und eine Erniedrigung der Ausgangsimpedanz bewirkt. Wenn das Verhältnis der Verstärkungen ohne und mit Gegenkopplung sehr gross ist, dann beträgt die Spannungsverstärkung in gegengekoppeltem Zustand

$$A_u = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}$$

Bei tiefen Frequenzen wird durch den Kondensator C_1 der Gegenkopplungsfaktor vergrössert. Dies bedeutet, dass die Spannungsverstärkung des gegengekoppelten Verstärkers bei tiefen Frequenzen von C_1 abhängig sinkt und für Gleichspannung den Wert 1 erreicht. Dadurch wird eine ausgezeichnete Arbeitspunktstabilität der Transistoren gesichert. Diese Schaltung bietet auch noch den Vorteil, dass der Ausgang gleichspannungsmässig praktisch auf Erdpotential liegt.

Bei der Erweiterung der Bandbreite in die Richtung der höheren Frequenzen werden mit den heutigen Transistoren sehr gute Resultate verzeichnet. Die Probleme der Stabilität gegen Schwingungsneigungen, der linearen und nichtlinearen Verzerrungen und des Rauschens können in diesem Rahmen nicht behandelt werden. Aber die mit diesen Fragen zusammenhängenden Schwierigkeiten zeigen die gegenwärtigen Grenzen der Verstärkertechnik.

3.4 Endverstärker und Gleichrichter

Für tatsächliche Effektivwert-Messungen werden Thermoelemente oder Dioden-Widerstandsnetzwerke verwendet, die die benötigte quadratische Kennlinie mit bestimmter Genauigkeit nachbilden. In den meisten Voltmetern ist die Anzeige jedoch dem gleichgerichteten arithmetischen Mittelwert der Eingangsspannung proportional. Um Umrechnungen zu vermeiden, werden diese Voltmeter für sinusförmige Spannungen in Effektivwert kalibriert. Für die Gleichrichtung benützte Halbleiterdioden haben keine ideale Charakteristik. In der Sperrichtung ist ein Leckstrom vorhanden, der temperaturabhängig ist und gegenwärtig nur bei Siliziumdioden vernachlässigbar kleine Werte hat.

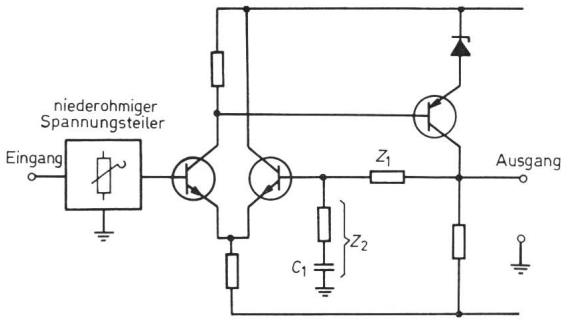


Fig. 17
Zweistufiger gegengekoppelter Spannungsverstärker mit Transistoren

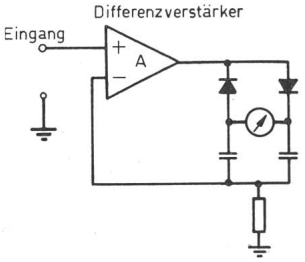


Fig. 18
In elektronischen Voltmetern oft verwendete Gleichrichterschaltung mit grosser Linearität

Im Durchlassbereich bei kleinen Spannungen nimmt der Strom durch die Diode Werte an, die dem Exponentialgesetz entsprechen. Wenn die Spannung-Strom-Kennlinie im Durchlassbereich mit linearer Teilung aufgezeichnet wird, weist sie am Anfang eine starke Krümmung auf. Die zu dieser Stelle gehörende Spannung wird als Kniespannung bezeichnet. Sie beträgt bei Germaniumdioden etwa 200 mV, bei Siliziumdioden etwa 500 mV. Die Kniespannung verursacht einen Linearitätsfehler für die AC-to-DC-Umwandlung, der natürlich von der für den Instrumentenendausschlag benötigten Spannung abhängig ist. Wenn z. B. bei einer Spannung von 100 V (Effektivwert) eine Linearität von 0,2 % erreicht werden kann, sind es bei 10 V nur 2 % (gleiche Dioden vorausgesetzt).

Mit Hilfe des in Fig. 18 dargestellten Prinzips lässt sich die Linearität bei kleinen Eingangsspannungen wesentlich verbessern. Bei dieser Schaltung wird der Strom, der durch die Dioden fliesst, zur Gegenkopplung verwendet. Der Gegenkopplungsfaktor und damit die innere Spannungsverstärkung hängt davon ab, wie weit die Dioden durchgeschaltet sind. Ohne Eingangssignal führen die Dioden keinen Strom, der Gegenkopplungspfad ist unwirksam, die Spannungsverstärkung daher sehr gross. Wenn das Eingangssignal allmählich erhöht wird, führen die Dioden immer mehr Strom, die Gegenkopplung wird stärker und die innere Spannungsverstärkung kleiner. Auf diese Weise wird die Steilheit (Verhältnis des Messinstrumentenstromes zur Eingangsspannung) stabilisiert.

Es ist durchaus möglich, bei 100-mV-Eingangsspannung für Endausschlag eine Linearität von einem Promille zu erhalten. Die obere Grenzfrequenz wird in diesem Falle durch die verwendeten Siliziumdioden auf einige hundert kHz beschränkt. Mit Germaniumdioden kann eine bedeutend höhere Grenzfrequenz (z. B. 20 MHz) erreicht werden, aber bei hohen Temperaturen wird die Linearität infolge des Leckstromes der Dioden stark verschlechtert. Das letzte Wort ist auf diesem Gebiet noch nicht gesprochen; die Schalteigenschaften der Dioden, besonders bei höheren Frequenzen, werden stets verbessert.

3.5 Differenzverstärker

Bei der am Anfang beschriebenen Eingangsschaltung wird der kalte Punkt des Messobjektes mit dem Gehäuse des Voltmeters und damit mit der Schutzerde verbunden. In den meisten Fällen beschränkt sich das Interesse auf diese Art von

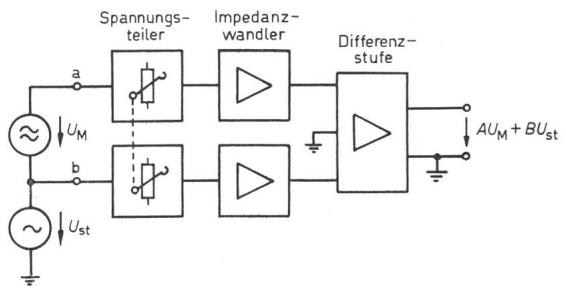


Fig. 19
Blockschaltung eines Differenzverstärkers für die Verwendung in elektronischen Voltmetern

Messresultaten. Bei speziellen Messproblemen, wie z. B. bei Spannungsmessungen an einer Brückendiagonale oder an Leitungen, die gegenüber der Schutzerde eine gemeinsame Störspannung aufweisen, werden die sog. Differenzvoltmeter gebraucht. Fig. 19 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen Voltmeters.

Die an den symmetrischen Eingängen (a, b) des Verstärkers vorhandene Spannungsdifferenz U_M wird mit dem Faktor A verstärkt. Die den beiden Punkten gleichphasig zugeführte Spannung U_{st} wird mit der Dämpfung B unterdrückt. Die Verstärkung A kann zum Beispiel einen Wert von 50 betragen, und die Dämpfung $B = 0{,}05$. Wenn die zwei Spannungen U_M und U_{st} am Ausgang des Differenzverstärkers gleich gross sind, erhält man für das Verhältnis $U_M/U_{st} = 50/0{,}05 = 1000$. Dieses Verhältnis nennt man Gleichtaktunterdrückungsfaktor (englisch: common mode rejection). Er wird in der Praxis meist in dB ausgedrückt (60 dB in obigem Beispiel). Dieser Wert ist bei einem symmetrischen Aufbau des Differenzverstärkers und mit Hilfe einer für die Gleichtaktsignale stark wirkenden Gegenkopplung auch für grössere Bandbreiten realisierbar. Die Spannungsteiler und die Impedanzwandler,

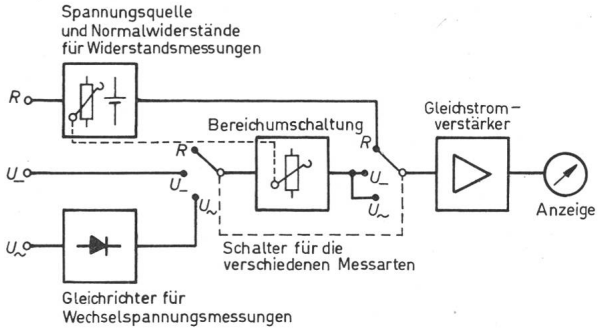


Fig. 20
Universalvoltmeter mit Gleichstromverstärker

die vor dem Differenzverstärker liegen, müssen aber sehr genau gleich sein. Ein Unterschied zwischen den beiden Kanälen von nur 1 % setzt die Gleichtaktunterdrückung auf 40 dB herab.

4. Universalvoltmeter

4.1 Einleitung

Als Universalvoltmeter bezeichnet man Geräte, mit denen Gleich- und Wechselspannungen gemessen werden können. Sie besitzen meistens auch Widerstandsmessbereiche, seltener Strommessbereiche. In der Regel können Widerstände von einigen Ω bis 100 MΩ gemessen werden.

Bei Gleichspannung beträgt die Empfindlichkeit 1...2,5 V für Vollausschlag bei billigen Geräten, 0,3 V oder weniger bei teuren Geräten. Der Eingangswiderstand hat einen Wert von 1...100 MΩ. Bei Wechselspannung hängt die erreichbare Empfindlichkeit und Eingangsimpedanz stark vom gewählten Schaltungsprinzip ab.

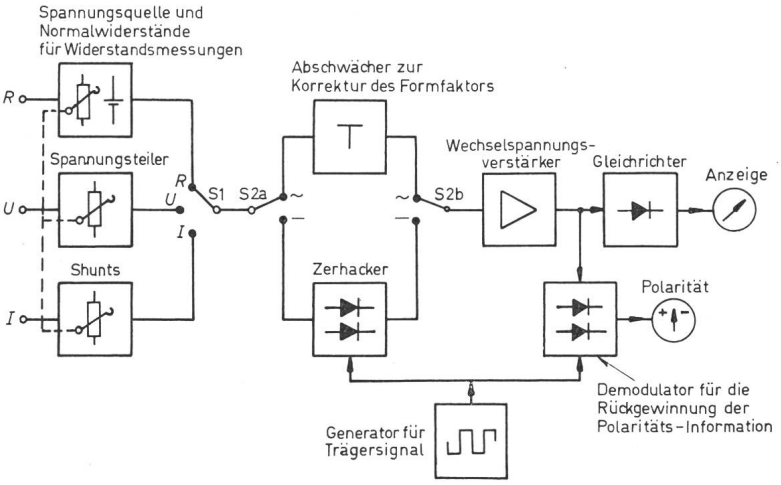
Die billigen Universalvoltmeter besitzen keine Strommessbereiche, da ein Spannungsabfall von 1...2,5 V für Vollausschlag nicht tragbar ist.

Für den Aufbau eines Universalvoltmeters gibt es zwei Möglichkeiten:

a) Man verwendet ein Gleichspannungsvoltmeter und schaltet einen Gleichrichter vor wenn Wechselspannungen gemessen werden sollen.

b) Man verwendet ein Wechselspannungsvoltmeter und wandelt Gleichspannungen zuerst in eine proportionale Wechselspannung um.

Fig. 21
Universalvoltmeter mit Wechselspannungsverstärker



4.2 Universalvoltmeter mit Gleichstromverstärker

Fig. 20 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen Voltmeters.

Gleichspannungen gelangen über einen Spannungsteiler für die Bereichsumschaltung direkt auf den Gleichstromverstärker und können so gemessen werden. Dagegen werden Wechselspannungen gleichgerichtet und dann die Gleichspannung gemessen. Damit man eine niedrige Eingangskapazität erhält (was bei Hochfrequenz wichtig ist), wird die Gleichrichterdiode oft in einen Tastkopf eingebaut.

Für die Messung von Widerständen bestimmt man die Aufteilung der Referenzspannung zwischen dem zu messenden und einem Normalwiderstand.

In Röhrenvoltmetern findet man beinahe ausschliesslich diese Schaltungsart. Der Gleichstromverstärker besteht im einfachsten Fall aus einer Doppeltriode. Die beiden Trioden arbeiten meistens als Kathodenfolger. Das Anzeigeinstrument wird an die beiden Kathoden angeschlossen und das Eingangssignal zwischen den beiden Gittern der Doppeltriode angelegt.

Die Probleme, die sich aus der Verwendung von Transistoren in einer solchen Schaltung ergeben, wurden bereits im Abschnitt 2.1 diskutiert. Diese Schaltungsvariante ist einfach und deshalb billig. Sie hat aber einige Nachteile:

a) Die Nullpunktsdrift infolge von Temperaturschwankungen, Eigenerwärmung, Netzspannungsschwankungen usw. ist gross.

b) Für kleine Wechselspannungen wird die Skalencharakteristik infolge der Diodenanlaufspannung stark nichtlinear. Dies bedingt besondere Skalen für die Wechselspannungsbereiche, bis zu ca. 10 V Vollausschlag.

c) Je nach Art der verwendeten Diode (Ge-Diode, Si-Diode, Röhrendiode) ist der Spannungsmessbereich nach oben und nach unten begrenzt.

4.3 Universalvoltmeter mit Wechselspannungsverstärker

Fig. 21 zeigt die Blockschaltung eines solchen Voltmeters. Wechselstromverstärker, Gleichrichter und Anzeigeinstrument bilden ein Wechselstrom-Breitbandvoltmeter, wie es in Abschnitt 3 näher beschrieben ist. Gleichspannungen werden durch einen Zerhacker (meist Transistor, siehe Abschnitt 2) in proportionale Wechselspannungen umgeformt, die nun durch das Wechselstrom-Voltmeter gemessen werden können. Allerdings verliert man auf diese Weise die Information über die Polarität der Eingangsgleichspannung. Man gewinnt aber diese Information zurück, indem man die Ausgangsspannung des Wechselstromverstärkers einem Demodulator zuführt, der vom gleichen Trägersignal gesteuert wird, wie der Zerhacker. Der Demodulator ist meistens so dimensioniert, dass schon bei wenigen Teilstrichen Ausschlag am Hauptinstrument der Polaritätsindikator bis zum Endanschlag ausgesteuert ist. Auf diese Weise ist die Polaritätsanzeige schon bei kleinem Eingangssignal eindeutig. Ausserdem kann der Polaritätsindikator als sehr empfindliches Nullinstrument in Messbrücken für den Abgleich von Diskriminatoren usw. verwendet werden.

Der Spannungsteiler für die Bereichsumschaltung wird für Gleich- und Wechselspannungen benützt. Wenn Wechselspannungen mit Frequenzen über ca. 1 kHz gemessen werden sollen, muss dieser Teiler frequenzkompensiert werden. Widerstände werden gemäss Abschnitt 4.2 gemessen.

In der Regel rüstet man solche Geräte auch mit Strommessbereichen aus. Dabei wird der Spannungsabfall bestimmt, den der zu messende Strom am Nebenwiderstand erzeugt. Es können sowohl Gleich- als auch Wechselströme gemessen werden. Der Frequenzbereich hängt ausser vom eigentlichen Voltmeter auch noch von der Grösse des Nebenwiderstandes ab.

Die Vorteile dieses Prinzips sind:

a) Gleiche lineare Skala für Gleich- und Wechselspannungen, Gleich- und Wechselströme;

b) Der Messbereich bei Wechselspannungen hängt nicht von der verwendeten Diode ab;

c) Der Eingangswiderstand bei Wechselspannungen ist hoch, und nicht von der Aussteuerung abhängig;

d) Infolge sehr kleiner Nullpunktsdrift erübrigt sich in den meisten Fällen eine Nullpunkteinstellung;

e) Dank der kleinen Drift können auch grössere Empfindlichkeiten realisiert werden;

f) Automatische Polaritätsanzeige, d. h. das Hauptinstrument zeigt immer den Betrag der Eingangsspannung an. Die Polarität wird von einem separaten kleinen Indikator angezeigt.

Der einzige Nachteil, verglichen mit der Variante im Abschnitt 4.2, ist der grössere Aufwand.

4.4 Widerstand- und Strommessung

Wie bereits erwähnt, werden die Widerstand- und Strommessungen mit Hilfe der Spannungsmessung durchgeführt. Die meistverwendete Schaltung für die Anzeige des Widerstandwertes zeigt Fig. 22. Die Quellenspannung (U_Q) wird so gewählt, dass das Voltmeter in einem bestimmten Spannungsbereich mit $R_x = \infty$ Endausschlag zeigt. Je kleiner R_x gegenüber $R_N + R_i$ ist, desto niedriger ist die Spannung am Voltmetereingang. Bei Kurzschluss ist sie gleich Null. Wenn $R_i + R_N = R_x$ ist, zeigt das Instrument halben Ausschlag.

Durch diese Schaltungsart wird die Skala in der Richtung der grösseren Widerstandswerte stark gedrängt. Mit entsprechender Umschaltung von R_N können die Widerstandmessbereiche so unterteilt werden, dass die Genauigkeit der Widerstandmessung für alle in den Bereich fallenden Werte einige Prozente beträgt. Eine Widerstandmessung, bei der die Ausgangsspannung eine lineare Funktion des Widerstandwertes ist, zeigt Fig. 23.

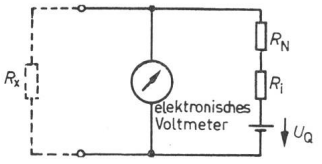


Fig. 22
Widerstandsmessung mit Hilfe von Spannungsquelle und Normalwiderstand

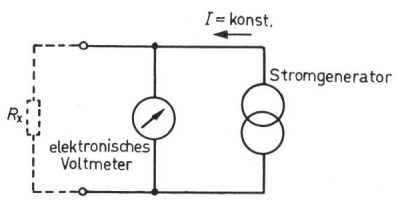


Fig. 23
Widerstandsmessung mit einer Konstantstromquelle

Der Stromgenerator liefert von dem Widerstandwert R_x unabhängig einen konstanten Strom. Der Spannungsabfall am Widerstand R_x ist deshalb proportional zu seinem Wert. Die Genauigkeit der Widerstandmessung hängt von der Genauigkeit des Stromes und von der Genauigkeit des elektronischen Voltmeters ab.

Für Strommessungen wird der empfindlichste Spannungsmessbereich benützt. Den kleinsten Strommessbereich erhält man, wenn der Eingang ohne Nebenwiderstand benützt wird. (Z. B. Spannungsmessbereich 100 mV, Eingangswiderstand 1 MΩ, kleinster Strombereich 0,1 μA.)

Nach oben ist der Strommessbereich durch folgende Grössen begrenzt:

a) Die in Wärme umgesetzte Verlustleistung im Nebenwiderstand (0,1 V · 10 A = 1 W);

b) Belastbarkeit der Schalterkontakte. Diese Schwierigkeit kann man allerdings umgehen, wenn man für die höheren Messbereiche separate Eingangsklemmen vorsieht. Bei hohen Strömen werden die Leiterdurchmesser unverhältnismässig gross.

Aus diesen Gründen findet man in Universalvoltmetern keine höheren Strommessbereiche als 10...15 A.

5. Hochfrequenzvoltmeter

5.1 Einleitung

Oberhalb etwa 30 MHz wird es schwierig, Breitbandverstärker zu bauen, die eine hohe Bandbreite (z. B. 10 kHz bis 1000 MHz) besitzen und einen für Messzwecke genügend gradlinigen Frequenzgang aufweisen. Den gleichen Schwierigkeiten begegnet man wieder bei den nötigen Spannungsteilern, wie sie üblicherweise zur Bereichsumschaltung in einem Voltmeter vorhanden sind. Da man bei sehr hohen Frequenzen meistens koaxial arbeitet, d. h. bei verhältnismässig niedrigen Quellwiderständen (25...150 Ω) würde ein kleiner Eingangswiderstand der Schaltung wenig stören. Hingegen muss die Eingangskapazität so klein wie nur möglich gehalten werden.

Um obige Schwierigkeiten zu umgehen und trotzdem auf gute Resultate zu kommen, wendet man heute verschiedene Verfahren an, die nachfolgend erläutert werden sollen.

5.2 Voltmeter mit Diodengleichrichter

Nach dem Prinzipschaltbild in Fig. 24 wird möglichst nahe am Objekt die zu messende Wechselspannung durch Dioden gleichgerichtet. Die entstehende Gleichspannung wird einem Abschwächer zugeführt und in einem nachfolgenden Chopperverstärker auf den nötigen Pegel gebracht, damit durch das nachfolgende Skalen-Entzerrnetzwerk hindurch das Anzeigeinstrument gespiesen werden kann.

Abschwächer und Entzerrer sind gekoppelt, damit man mit 2...3 Skalen auf dem Instrument auskommen kann. Der Grund dafür ist folgender: Bei kleinen Wechselspannungen gehorcht die Gleichrichtung an der Diode mit Ladekondensator folgendem Gesetz mit guter Annäherung:

$$U_\sim < 30\,\text{mV} : U_{DC} = K_1 \cdot U_\sim^2$$

Beispiel:

$U_\sim = 1\,\text{mV} : U_{DC} = 30\,\mu\text{V}$
$U_\sim = 300\,\mu\text{V} : U_{DC} = 3\,\mu\text{V}$

d. h., die entstehende Gleichspannung ist proportional dem Effektivwert der Wechselspannung.

Für grössere Wechselspannungen gilt hingegen:

$$U_\sim > 1\,\text{V} : U_{DC} = K_2 \cdot \hat{U}_\sim$$

Beispiel:

$U_\sim = 1\,\text{V},\ U_{DC} = 1{,}4\,\text{V}$

d. h., die Gleichspannung entspricht dem Scheitelwert der Wechselspannung.

Zwischen diesen beiden Bereichen liegt ein kontinuierlicher Übergang, wo weder das eine noch das andere gilt. Mit Entzerrnetzwerken, bestehend aus Dioden und Widerständen, die für jeden Spannungsbereich entsprechend ausgelegt sind, gelingt es aber, eine gleichmässige und gleiche Skaleneinteilung zu bekommen. Die obere Grenze der Eingangsspannung liegt bei 3...10 V, da Hochfrequenzdioden mit höheren Sperrspannungen nicht erhältlich sind. Die untere Grenze der Empfindlichkeit liegt bei ca. 200...300 μV. Nach obigem Beispiel ergibt das Gleichspannungen in der Grössenordnung Mikrovolt, so dass die gleichen Schwierigkeiten wie bei einem hochempfindlichen Gleichspannungsvoltmeter auftreten. Geringste Temperaturunterschiede in den Dioden erzeugen aber bereits Thermospannungen, die viel grösser sind als die durch die Gleichrichtung erzeugte Nutzspannung.

Der Eingangswiderstand des Diodentastkopfes beträgt ca. 10...100 kΩ, die Kapazität kann mit einem guten Aufbau und guten Dioden zwischen 1...5 pF liegen. Man kann mit solchen Instrumenten bis ca. 1000 MHz messen.

Der in solchen Geräten meistens vorhandene Eichoszillator gestattet eine dauernde Kontrolle der Tastköpfe, da deren Empfindlichkeit auch temperaturabhängig ist.

5.3 Voltmeter nach dem Sampling-Prinzip

Durch die Fortschritte der Halbleitertechnik ist es neuerdings möglich geworden, verhältnismässig einfach sehr kurze Impulse zu erzeugen. Das hat dazu geführt, dass man das aus der Oszillographentechnik her bekannte Sampling-Prinzip auf UHV-Voltmeter ausdehnen konnte. Dabei ist es unnötig, eine Synchronisation zwischen Sampling- und Eingangsfrequenz zu erzeugen. Durch eine statistische Verteilung der Sampling-Pulse entsteht am Ausgang eine Pulsfolge, die statistisch verteilt alle Eigenschaften der Eingangsspannung enthält: Mittelwert, Scheitelwert, Effektivwert. Die mittlere Frequenz dieser Pulsfolge kann in den Niederfrequenzbereich gelegt werden, so dass es möglich wird, mit einem Niederfrequenz-Voltmeter die Eingangsspannung anzuzeigen.

Weil aber der Sampling-Wirkungsgrad von der Quellenimpedanz abhängt, ist man gezwungen, an einer festen Quelle

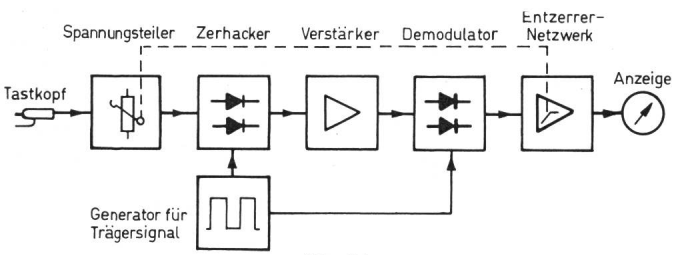


Fig. 24
Hochfrequenzvoltmeter mit Diodengleichrichtung

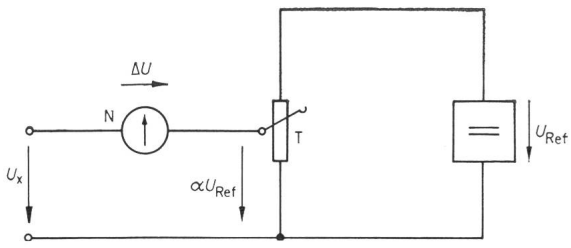


Fig. 25
Kompensationsverfahren für genaue Spannungsmessungen

zu arbeiten oder aber sich auf Relativmessungen zu beschränken. Man kann diesen Nachteil durch einen Kunstgriff umgehen, indem der eigentlichen Probe ein Stück Koaxialleitung, ein sog. «Isolator», vorgeschaltet wird. Deren Länge muss so bemessen sein, dass die Laufzeit des Signals im Koaxialstück grösser ist als die Sampling-Pulsdauer. Auf diese Weise wird man von der Quellenimpedanz unabhängig, weil die Sampling-Probe während der Dauer des Pulses die feste Impedanz des Koaxialstückes sieht. Wie fast immer, kauft man sich aber dafür einen andern Nachteil ein: Das Koaxialstück erhöht die Eingangskapazität beträchtlich; mit vernünftig aufbaubaren Kabeln und einem Sampling-Puls von ca. $0{,}2 \cdot 10^{-9}$ Dauer erhöht sie sich um ca. 8...10 pF, was ca. das fünffache der Eingangskapazität der Probe allein beträgt. Auch hier kann man mit dem eingebauten Eichoszillator das Gerät jederzeit überprüfen.

6. Digitalvoltmeter

6.1 Einleitung

Für genaue Spannungsmessungen verwendet man ein Kompensationsverfahren. Fig. 25 zeigt die prinzipielle Anordnung: Der sehr genaue Spannungsteiler T teilt die Referenzspannung auf den Wert $\alpha\ U_{Ref}$. Das Teilerverhältnis α wird so lange geändert, bis der Ausschlag des Nullindikators N zu Null wird. In diesem Falle ist $U_x = \alpha\ U_{Ref}$. Die Genauigkeit der Messung hängt von der Genauigkeit der Referenzspannung und des Spannungsteilers sowie von der Empfindlichkeit des Nullindikators ab. Mit den besten heute verfügbaren Geräten lassen sich Genauigkeiten von gegen 10^{-6} erreichen.

Der Abgleich des Teilers in Fig. 25 erfordert viel Zeit. Man kann nun das Fehlersignal $\Delta U = U_x - \alpha\ U_{Ref}$ statt dem Nullindikator einem Servosystem zuführen, das den Teiler so lange weiterdreht, bis das Fehlersignal gleich Null wird. Diesen selbstabgleichenden Kompensator nennt man Digitalvoltmeter. Ein grosser Teil der heute verkauften Digitalvoltmeter sind solche selbstabgleichende Kompensatoren.

6.2 Typen von Digitalvoltmetern

6.2.1 Digitalvoltmeter nach der Kompensationsmethode

Fig. 26 zeigt den typischen Aufbau eines solchen Digitalvoltmeters. Die Eingangsspannung U_x wird dem einen Eingang des Nulldetektors zugeführt, während die Kompensationsspannung U_k am andern Eingang anliegt. Solange U_x grösser als U_k ist, erhält der Schalter von der Steuerlogik Fortschalteimpulse. Dieser Schalter steuert sowohl die Anzeige wie auch den Abgriff des Teilers T.

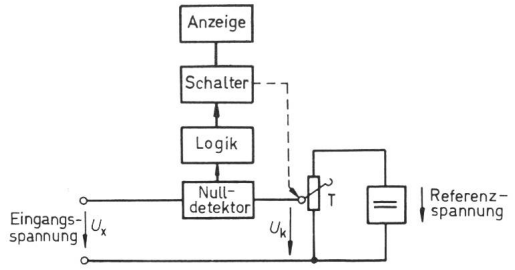


Fig. 26
Digitalvoltmeter nach der Kompensationsmethode

Von diesem Grundprinzip gibt es eine Vielzahl von Varianten. Je nach Art der verwendeten Bauelemente unterscheidet man elektromechanische, teilelektronische oder vollelektronische Geräte. Weiterhin gibt es eine grosse Anzahl von Möglichkeiten, den Teiler T umzuschalten; auch die Widerstände des Teilers T können in verschiedener Weise kombiniert werden.

Die Vorteile des Kompensationsprinzips sind grosse Genauigkeit und grosse Stabilität, da diese Eigenschaften praktisch nur von den Widerständen des Teilers und der Referenzspannung abhängig sind.

Es lassen sich mit diesem Prinzip auch die höchsten Geschwindigkeiten erreichen (bis zu einigen 10 000 Messungen pro Sekunde). Nachteile dieses Typs sind:

a) Infolge der benötigten grossen Anzahl Präzisionswiderstände ist der Apparat relativ teuer;

b) Der Meßspannung U_x überlagerte Störspannungen verursachen Messfehler.

6.2.2 Digitalvoltmeter mit Sägezahngenerator (Fig. 27)

Die Eingangsspannung U_x liegt zwischen je einem Eingang der beiden Komparatoren A und B. Dem zweiten Eingang der Komparatoren wird eine linear mit der Zeit ansteigende Spannung zu geführt. Zur Zeit t_0 (Fig. 28) beginnt die Spannung U_k von einem negativen Wert an anzusteigen. Beim Punkt t_1 ist $U_k = 0$ und der Komparator B gibt das Startsignal an den elektronischen Zeitmesser. Im Zeitpunkt t_2 ist die Spannung $U_k = U_x$ und der Komparator A stoppt den Zeitmesser. Die Zeitdifferenz $\Delta t = t_2 - t_1$ ist nun ein Mass für die Eingangsspannung U_x.

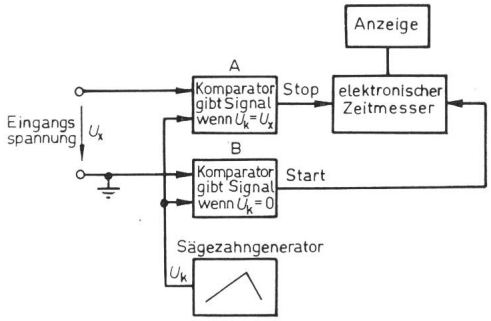


Fig. 27
Digitalvoltmeter mit Sägezahngenerator

Digitalvoltmeter mit Sägezahngenerator sind nicht weit verbreitet. Eine gewisse Bedeutung hatte dieses Prinzip in vollelektronischen, noch mit Röhren bestückten Geräten. Genauigkeit und Stabilität sind wesentlich kleiner als bei den Kompensationsvoltmetern. Zudem sind die Kosten dieses Verfahrens nicht geringer, da der benötigte elektronische Zeitmesser einen grossen Aufwand bedingt.

6.2.3 Digitalvoltmeter mit Treppengenerator

Dieser Typ arbeitet ähnlich wie das Digitalvoltmeter mit einem Sägezahngenerator. Der Aufwand ist jedoch wesentlich niedriger, da man keine genaue Zeitbasis benötigt.

Die Eingangsspannung wird mit einer Treppenspannung verglichen. Die Treppenspannung erzeugt man im allgemeinen

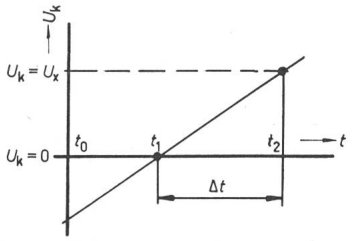


Fig. 28
Spannung in Funktion der Zeit bei einem Digitalvoltmeter mit Sägezahngenerator

mit Hilfe eines sog. Pump-Generators. Bei jedem Impuls eines Impulsgenerators wird, eine bestimmte konstante Ladung Q in einen Kondensator C eingespeichert. Die am Kondensator liegende Spannung U_C berechnet sich dann zu:

$U_C = nQ/C.$

Man wählt den Proportionalitätsfaktor Q/C jeweils so, dass eine Spannungsstufe gerade 0,1; 1; oder 10 mV entspricht. Die Zahl n gibt dann direkt ein Mass für die Ausgangsspannung U_k des Treppengenerators.

Fig. 29 zeigt das Prinzipschaltbild eines Digitalvoltmeters mit Treppengenerator. Die Eingangsspannung U_x wird den beiden Komparatoren A und B zugeführt. Am Referenzeingang dieser Komparatoren liegt die Ausgangsspannung U_k des Treppengenerators. Komparator A gibt ein Ausgangssignal ab wenn $U_k \geqq U_x$. Komparator B wenn $U_k \geqq 0$. Tor C lässt die Impulse, durch wenn A angesprochen hat und B nicht, Tor D wenn B angesprochen hat und A nicht. Die von C oder D durchgelassenen Impulse gelangen über E an den Eingang des Zählers.

In Fig. 30 ist der Ablauf einer Messung dargestellt. Bei $n = 0$ hat die Treppenspannung U_k einen Wert, der niedriger sein muss als der niedrigste vorkommende Wert von U_x. Falls U_x negativ ist, spricht bei $n = n_1$ Komparator A an. Tor C lässt nun die IG-Pulse durch, die über Tor E den Zähler fortschalten. Erreicht die Treppenspannung bei n_2 den Wert 0, spricht Komparator B an und schliesst Tor C wieder. Es wurden inzwischen $n_2 - n_1 = \Delta n$ Impulse in den Zähler eingezählt. Ist U_x positiv öffnet bei $n = n_2$ Tor D und gibt Impulse an den Zähler. Komparator A spricht nun erst bei $n = n_3$ an und schliesst Tor D wieder. Die Zahl der Impulse $n_3 - n_2$ ist wieder Δn, wenn der Betrag von U_x gleich ist, wie im ersten Beispiel. Falls die Impulse von Tor C durchgelassen werden, bedeutet dies negative Eingangsspannung, wenn sie von Tor D durchgelassen werden, positive. Diese Eigenschaft der Schaltung kann man für eine automatische Anzeige der Polarität ausnützen.

Ein Hauptvorteil des beschriebenen Verfahrens ist der relativ niedrige Aufwand. Anderseits sind Genauigkeiten von besser als 0,05 % schwierig erreichbar. Für ein Gerät mit einer max. Anzahl von 1000 Schritten ist das Prinzip gut geeignet. Mit einer IG-Frequenz von 100...200 kHz wird die Abgleichzeit 10...20 ms.

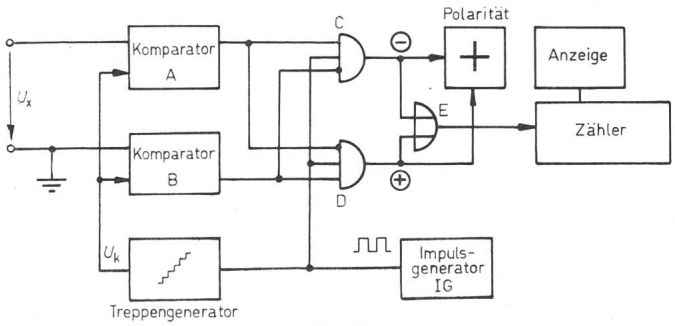


Fig. 29
Digitalvoltmeter mit Treppengenerator

6.2.4 Integrierendes Digitalvoltmeter mit Spannungs-Zeit-Umsetzung

Digitalvoltmeter sind grundsätzlich Gleichspannungsvoltmeter. In der Praxis sind der zu messenden Gleichspannung oft Störspannungen überlagert, die einen Messfehler verursachen. Man kann zwar Filter vor das Digitalvoltmeter schalten, die diese Störspannungen unterdrücken, doch wird durch die Filter die Messgeschwindigkeit ganz erheblich reduziert. Die grössten Störspannungsanteile stammen in der Regel aus dem örtlichen Energieversorgungsnetz. Die Frequenz dieser Störspannungen ist deshalb in Europa 50 Hz oder ein ganzzahliges vielfaches davon. Falls man nun das Eingangssignal über eine oder mehrere Perioden der Netzspannung integriert, kompensieren sich positive und negative Anteile der vom Netz in den Messkreis eingekoppelten Störspannungen. Theoretisch wäre eine unendlich grosse Unterdrückung möglich. Bei konstanter Integrationszeit kann aber infolge Schwankungen der Netzfrequenz nur mit einer Mindestunterdrückung von ca. 40 dB gerechnet werden. Dieser Wert erhöht sich bis auf 70 dB und mehr, wenn man die Integrationsperiode von der Netzfrequenz abhängig macht. In Digitalvoltmetern werden zwei integrierende Verfahren angewendet: Spannungs-Zeit-Umsetzung und Gleichspannungs-Frequenz-Umsetzung.

Fig. 31 zeigt die Prinzipschaltung eines Digitalvoltmeters mit Spannungs-Zeit-Umsetzung. Durch das Drücken der

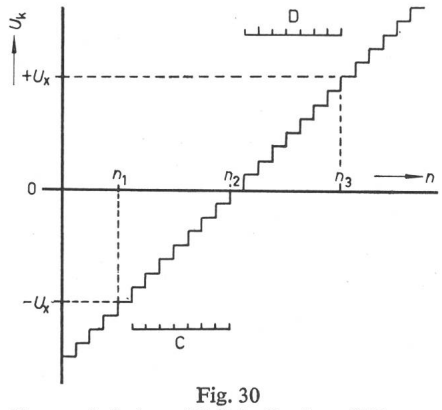


Fig. 30
Ablauf einer Messung bei einem Digitalvoltmeter mit Treppengenerator und Polaritätsautomatik

Starttaste wird im Zeitpunkt t_1 (Fig. 32) der Schalter (Sa + Sb) in Stellung 1 gebracht. Das Eingangssignal gelangt dadurch über Sa an den Eingang des Integrators. Sb gibt den Impulsgenerator frei, der nun Fortschalteimpulse an den Zähler abgibt. Wenn der Zähler seinen Endwert n_{max} überschreitet (z. B. 9999 bei 4 Stellen) und wieder auf 0 zurückspringt, gibt er einen Übertragsimpuls an die Steuerung von S ab. (Sa + Sb) schaltet dadurch auf Position 2 weiter. Sa verbindet den Integrator mit der Referenzspannung U_{Ref}. Die Polarität der Referenzspannung ist entgegengesetzt zur Polarität der Eingangsspannung. Die Ausgangsspannung U_a des Integrators fällt deshalb linear ab. Der Impulsgenerator gibt weiter Impulse an den Zähler ab bis im Zeitpunkt t_3 $U_a = 0$ wird. Nun stoppt der Komparator den Impulsgenerator. Die zwischen t_2 und t_3 neu eingezählte Anzahl Impulse N_x hängt vom Verhältnis U_x/U_{Ref} ab. Es gilt:

$$n_x = \frac{U_x}{U_{Ref.}} n_{max}$$

oder anders ausgedrückt

$$U_x = \frac{n_x}{n_{max}} U_{Ref.}$$

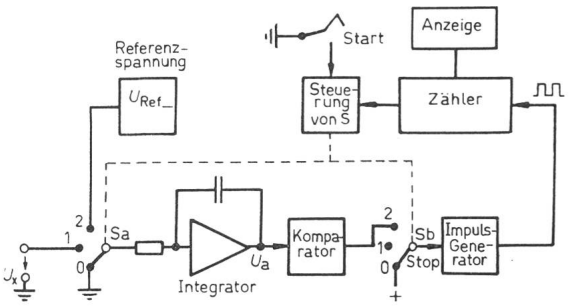


Fig. 31
Prinzipschaltung eines integrierenden Digitalvoltmeters mit Spannung-Zeit-Umsetzung (Auf-Ab-Integration)

Da $U_{Ref.}$ und n_{max} konstant ist, gibt die Zahl n_x der Impulse direkt ein Mass für die Eingangsspannung U_x.

Der Vorteil dieses Prinzips gegenüber der Spannungs-Frequenz-Umsetzung ist der geringe Aufwand. Man benötigt keine genaue Zeitbasis und keinen Frequenzteiler für das Integrationsintervall. Nachteilig ist dagegen die niedrigere Messgeschwindigkeit. Da man bei $U_x = U_{Ref}$ 20 ms für die Integration des Eingangssignals benötigt und 20 ms für die Integration des Referenzsignals, können max. 25 Messungen pro Sekunde ausgeführt werden, bei der Spannungs-Frequenz-Umsetzung dagegen 50 Messungen pro Sekunde.

6.2.5 Digitalvoltmeter mit Spannungs-Frequenz-Umsetzung

Fig. 33 zeigt das Prinzipschaltbild eines Digitalvoltmeters mit Spannungs-Frequenz-Umformer. Die vom Umformer abgegebenen Impulse werden durch einen elektronischen Fre-

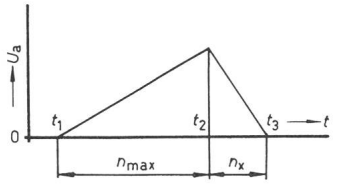


Fig. 32
Ausgangsspannung U_a des Integrators in Funktion der Zeit t bei einem Digitalvoltmeter mit Spannungs-Zeit-Umsetzung

quenzmesser über eine bestimmte Zeit ausgemittelt. Die Messzeit t erstreckt sich aus den in Abschnitt 6.2.4 dargelegten Gründen über eine oder mehrere Perioden des Netzes. Ordnet man dem Spannungswert OV die Frequenz Null zu (gestrichelte Gerade in Fig. 34), tritt ein Messfehler auf, sobald der Momentanwert der Eingangsspannung den Wert OV unterschreitet, da Frequenzen unter OHz nicht existieren. Man kann diesen Messfehler vermeiden, wenn man der Eingangsspannung OV eine Frequenz f_0 zuordnet (ausgezogene Gerade in Fig. 34). Der Momentanwert der Eingangsspannung darf dann negative Werte bis $-U_v$ annehmen. Damit man nicht immer f_0 t-Impulse vom abgelesenen Wert subtrahieren muss, stellt man den Zähler im Frequenzmesser vor Beginn der Messung nicht auf 0 zurück, sondern auf z. B. 8888. Für OV Eingangsspannung müssen dann f_0 t-Impulse eingezählt werden (1112 Impulse im angeführten Beispiel). Immerhin hängt auch bei dieser modifizierten Schaltung die zulässige Störspannungsamplitude von der Eingangsgleichspannung ab.

Diesen Nachteil kann man vermeiden, wenn man im Frequenzmesser einen Vorwärts-Rückwärts-Zähler verwendet.

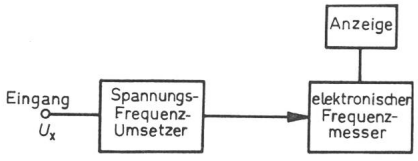


Fig. 33
Integrierendes Digitalvoltmeter mit Gleichspannungs-Frequenz-Umsetzer

Bei positiver Eingangsspannung werden die Impulse addiert, bei negativer subtrahiert. Mit diesem Prinzip ist es möglich, positive und negative Eingangsspannungen zu messen. Ohne zusätzliche Logik würde jedoch bei negativer Eingangsspannung das 10er-Komplement zur Meßspannung angezeigt (8,372 V bei − 1,628 V).

Es ist leicht ersichtlich, dass dieses System einen grossen Aufwand erfordert. Man findet es deshalb nur in sehr teuren Geräten.

6.2.6 Kombination von Spannungs-Frequenz-Umsetzung und Kompensationsmethode

Genauigkeit und Stabilität der Digitalvoltmeter, die nach dem Kompensationsprinzip arbeiten, werden von keinem andern Typ erreicht. Anderseits haben die integrierenden Verfahren wesentliche Vorteile in Bezug auf die Unterdrückung

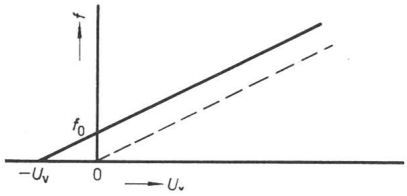


Fig. 34
Frequenz in Funktion der Eingangsspannung bei einem Spannungs-Frequenz-Umsetzer

von Störspannungen. Man hat deshalb versucht, die Vorteile beider Systeme in einem Gerät zu vereinigen. Fig. 35 zeigt das Blockschaltbild eines solchen kombinierten Digitalvoltmeters.

Die Eingangsspannung U_x wird in zwei Schritten gemessen. Während einer ersten Integrationsperiode werden die Impulse des Gleichspannungs-Frequenz-Umsetzers dem Eingang der dritten Dekade im Zähler zugeführt. Am Ende dieser Periode wird das Resultat an die Steuerlogik für den Teiler T übertragen. Dadurch schaltet der Teiler eine Gegenspannung U_k in Serie zur Eingangsspannung U_x, deren Wert um max. 0,5 % von U_x verschieden ist. Während der zweiten Integrationsperiode führt man die Impulse des Spannungs-Frequenz-Umsetzers über Stellung 2 von S der letzten Dekade zu. Die Frequenz ist proportional zu ΔU ($\Delta U = U_x - U_k$). Je nach

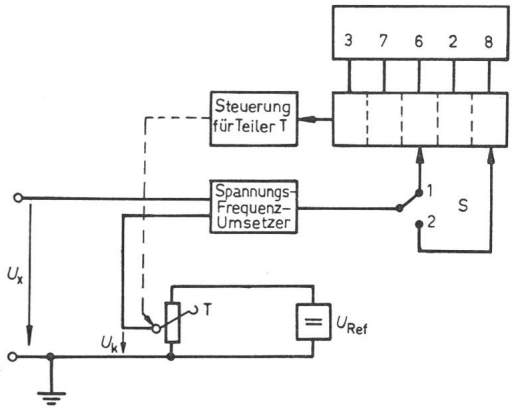


Fig. 35
Prinzipschaltung eines Digitalvoltmeters, das mit einer Kombination von Spannungs-Frequenz-Umsetzung und Kompensationsmethode arbeitet

Richtung von ΔU muss der Zähler die Korrekturimpulse addieren oder subtrahieren. Nimmt man an, dass die Genauigkeit des zweiten Abgleichs auch wieder 0,5 % beträgt, so ist die Gesamtgenauigkeit $(5 \cdot 10^{-3})^2 = 2{,}5 \cdot 10^{-5}$ sofern man den Einfluss von Referenzspannung und Teiler nicht berücksichtigt.

Auf die beschriebene Weise vereinigt man also praktisch die Genauigkeit des Kompensationsprinzips mit den Vorteilen

des integrierenden Verfahrens. Eine Einschränkung muss allerdings gemacht werden. Die Störspannung, die der Meßspannung überlagert ist, darf keine allzu grossen Werte annehmen. Dies hat folgenden Grund: Die maximale Frequenz des Spannungs-Frequenz-Umsetzers entspricht einem ΔU von ca. 5 % des Bereichendwertes. Wenn daher der Momentanwert von ΔU während der zweiten Periode diese 5 % des Bereichendwertes überschreitet, tritt ein Messfehler auf.

6.3 Transistoren in Digitalvoltmetern

6.3.1 Lineare Verstärker

Auch Digitalvoltmeter enthalten lineare Verstärker. So z. B. als Gleichspannungsvorverstärker für die Vergrösserung der Eingangsempfindlichkeit, in Komparatoren, in stabilisierten Speiseteilen, in Referenzspannungsverstärkern usw. (s. Abschnitt 2).

6.3.2 Transistoren in digitalen Schaltkreisen

In digitalen (binären) Schaltungen wurde die Röhre praktisch vollständig durch den Transistor verdrängt. Bei der grossen Anzahl von Schaltelementen in einem digitalen Voltmeter sind die kleinen Abmessungen, der niedrige Leistungsverbrauch und die hohe Zuverlässigkeit des Transistors von grosser Bedeutung. Man darf ohne Übertreibung behaupten, dass die Fortschritte der digitalen Messtechnik nur dank den Transistoren und weitern Halbleitern möglich geworden sind. So enthält ein Digitalvoltmeter bis zu einigen hundert Transistoren. Müsste man die gleichen Funktionen mit Röhren ausführen, käme man zu sehr grossen Abmessungen und zu einem Anschlusswert von ca. 1 kW, statt 25...50 W bei der transistorisierten Ausführung. In einem Digitalvoltmeter kommen wie in andern digitalen Geräten (Computer, industrielle Steuerungen) einige Typen von Grundschaltungen sehr oft wiederholt vor. Es sind dies Torschaltungen, Flip-Flop, Negatoren, Impulsformer und Multivibratoren. Diese Funktionseinheiten enthalten jeweils eine Anzahl von Transistoren, Dioden, Widerstände und Kondensatoren. Man ist deshalb dazu übergegangen, eine digitale Schaltung nicht mehr aus einzelnen Bauelementen aufzubauen, sondern aus sog. Funktionsblocks (Circuit Blocks). Der Entwickler muss sich dann nicht mehr um den Entwurf der Detailschaltung kümmern. Er kann ein Gerät aus diesen Bausteinen aufbauen ohne deren innern Aufbau zu kennen. Diese Technik hat in neuerer Zeit zu den sog. integrierten Schaltkreisen geführt. Dies sind Funktionseinheiten, die aus einem Halbleiterplättchen mit Hilfe von Diffusions-, Ätz- und Aufdampfprozessen hergestellt werden. Damit konnten die Abmessungen und die Leistungsaufnahme von digitalen Geräten nochmals wesentlich reduziert werden. Die Grösse eines Digitalvoltmeters wird in nicht zu ferner Zukunft vermutlich durch den Raum bestimmt werden, den Bedienungs- und Anzeigelemente auf der Frontplatte einnehmen. Diese Teile, die die Verbindung zwischen Mensch und Instrument herstellen, können ja aus naheliegenden Gründen nicht beliebig verkleinert werden.

Die erwähnten digitalen Grundschaltungen werden im Digitalvoltmeter zu Zählern, Registern, Programmsteuerungen, Digital-Analog-Wandlern und Codeumsetzern zusammengeschaltet. Es würde den Rahmen dieses Beitrags sprengen, falls man auf alle diese Probleme näher eingehen wollte. Im folgenden Abschnitt wird deshalb nur eine spezielle Anwendung des Transistorschalters, wie er vorwiegend in Digitalvoltmetern vorkommt, etwas eingehender behandelt.

6.3.3 Genaue Spannungsteiler mit Transistorschaltern

Ein sehr wichtiger Teil des Kompensations-Digitalvoltmeters ist der Spannungsteiler T (Fig. 26). Von diesem Teiler und der Referenzspannungsquelle hängt weitgehend die Genauigkeit des Digitalvoltmeters ab. Ein solcher Teiler besteht aus einer Anzahl von Präzisionswiderständen und den zugehörigen Schaltern. Die ersten Digitalvoltmeter waren alle mit elektromechanischen Schaltern (Schrittschalter, Relais) ausgerüstet. Diese Schalter sind in elektrischer Hinsicht ideal, denn im geöffneten Zustand ist der Widerstand nahezu unendlich und im geschlossenen Zustand praktisch Null. Zudem sind Steuerkreis und Messkreis galvanisch voneinander getrennt. Anderseits besitzen diese Schalter in der Praxis wesentliche Nachteile:

a) Kleine Schaltgeschwindigkeit;
b) Grosse Abmessungen;
c) Grosser Leistungsbedarf für die Steuerung;
d) Die Kontakte werden abgenützt und verändern dadurch ihre elektrischen Eigenschaften;
e) Ungeschützte Kontakte werden durch Verunreinigungen der Luft (Schmutz, Staub, Gase) in ihrer Funktion beeinträchtigt.

Einige dieser nachteiligen Eigenschaften konnten durch geeignete Massnahmen wesentlich verbessert werden (Schrittschalter im Ölbad, trockene und quecksilberbenetzte Schutzgaskontakte). Trotzdem werden heute in zunehmendem Masse Transistorschalter für die Umschaltung der Spannungsteiler verwendet.

Die Vorteile des Transistor-Schalters gegenüber dem elektromechanischen sind:

a) Hohe Schaltgeschwindigkeit;
b) Keine Abnützung, daher hohe Lebensdauer;
c) Kleine Abmessungen;
d) Niedriger Preis;
e) Geringer Steuerleistungsbedarf;
f) Unempfindlich gegen Umweltseinflüsse.

Nachteile des Transistorschalters:

a) Bei geöffnetem Schalter fliesst ein Leckstrom;
b) Bei geschlossenem Schalter ist eine Restspannung und ein relativ hoher Übergangswiderstand vorhanden;
c) Es können nur kleine Spannungen und Ströme geschaltet werden;
d) Steuerkreis und Messkreis sind galvanisch verbunden.

Fig. 36 zeigt die Prinzipschaltung eines Abschwächers der für Transistorschalter geeignet ist. Die Umschalter A...D legen die zugehörigen Widerstände an OV oder an $+U_{\mathrm{Ref}}$. Die Leitwerte der Widerstände nehmen von rechts nach links je um einen Faktor zwei zu. Durch diese binäre Abstufung der Widerstände erhält man 2^n Spannungsstufen bei n Widerständen.

Die Ausgangsspannung des Teilers errechnet sich zu $\Sigma yL/\Sigma y$, wobei ΣyL die Summe aller Leitwerte darstellt, die mit $+U_{\mathrm{Ref}}$ verbunden sind und Σy die Summe aller Leitwerte im Teiler. Haben z. B. A und C geschaltet, so wird die Ausgangsspannung:

$$\frac{5y}{15y}\,U_{\mathrm{Ref.}} = \frac{1}{3}\,U_{\mathrm{Ref.}}$$

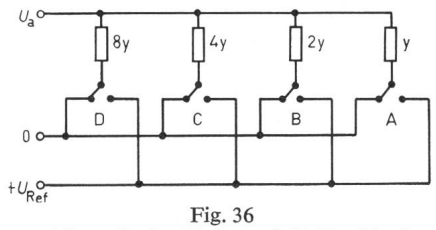


Fig. 36
Binärer Spannungsteiler mit vier Stufen und 16 Kombinationsmöglichkeiten

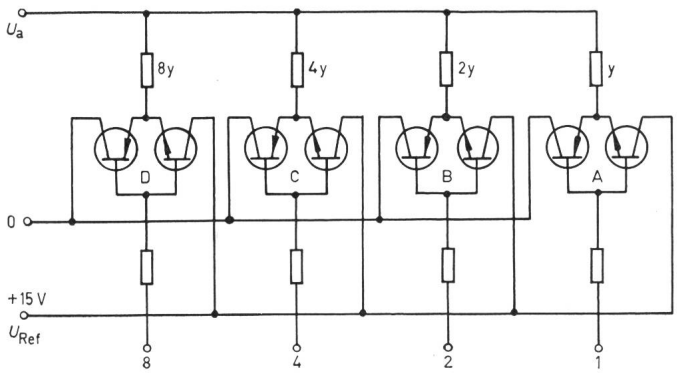


Fig. 37
Binärer Spannungsteiler mit Transistorschalter
$0 \triangleq -5$ V; $L \triangleq +20$ V

Wählt man für U_{Ref} 15 V, so kann man jede Spannung zwischen 0 und 15 V in 1-V-Stufen einstellen.

Das Rechnen mit den Leitwerten gibt eine wesentlich einfachere und übersichtlichere Darstellung.

In Fig. 37 ist jeder Umschaltekontakt durch ein komplementäres Paar Transistoren ersetzt. Wenn der Steuereingang des Paares an -5 liegt, schaltet der pnp-Transistor durch und verbindet damit den betreffenden Widerstand mit OV. Liegt dagegen der Steuereingang an $+20$ V, schaltet der npn-Transistor durch, und der zugehörige Widerstand wird mit der 15 V Referenzspannung verbunden.

Die Transistoren arbeiten im inversen Betrieb, d. h. die Funktion von Kollektor und Emitter ist vertauscht. Dies ergibt, verglichen mit der normalen Schaltung, eine wesentlich geringere Restspannung. Die Restspannung beträgt bei den für diese Anwendungen in Frage kommenden Transistoren ca. 0,5...1 mV (Steuerstrom = 1 mA).

Den Mittelwert der Restspannung kann man kompensieren. Übrig bleiben die Abweichungen infolge Alterung, Temperaturänderungen und Exemplarstreuungen. Der daraus resultierende Fehler ist bei 10 V Referenzspannung im allgemeinen kleiner als 0,01 %.

Der Übergangswiderstand des Transistorschalters beträgt bei den häufig für diesen Zweck verwendeten Transistor-Typen ca. 3...15 Ω. Falls npn- und pnp-Transistor den gleichen Durchlasswiderstand besitzen, kann der zugehörige Abschwächerwiderstand entsprechend verkleinert werden. Wählt man die Abschwächerwiderstände so hoch, dass der Übergangswiderstand die Genauigkeit nicht mehr beeinflusst, wird der ganze Spannungsteiler sehr hochohmig, was aber aus andern Gründen unerwünscht ist. Im allgemeinen sucht man deshalb die Transistoren für die Stufen mit den höchsten Leitwerten aus und reduziert den Wert des Abschwächerwiderstandes um den Betrag des Durchlasswiderstandes. Auf diese Weise kann man Abschwächer mit einer Linearität von besser als 10^{-4} herstellen, deren kleinster Widerstand 10...20 kΩ beträgt.

Die in Fig. 37 dargestellte Schaltung hat noch weitere bemerkenswerte Eigenschaften:

Der Leckstrom des gesperrten Transistors fliesst über den durchgeschalteten Transistor ab. Daher wird die Genauigkeit bis zu sehr grossen Werten des Leckstromes nicht beeinflusst. Der Innenwiderstand R_i des Teilers ist unabhängig von der eingestellten Ausgangsspannung $R_i = 1/\Sigma y$. Durch eine konstante Belastung wird deshalb die Linearität nicht verschlechtert.

Wenn man die Steuereingänge in Fig. 37 mit den Flip-Flop eines binären Zählers verbindet, erhält man eine Ausgangsspannung, die proportional zu der Anzahl der eingezählten Impulse ist.

Am Beispiel des beschriebenen Spannungsteilers mit Transistorschaltern wurde gezeigt, wie trotz der nicht idealen Eigenschaften der Transistorschalter, bei geeigneter Bemessung der Schaltung, bemerkenswerte Genauigkeiten erreicht werden können.

Literatur

[1] *G. Meyer-Brötz:* Modulatoren zur Umsetzung sehr kleiner Gleichspannungen in Wechselspannungen. Elektronik 9(1960)2, S. 59...60.

[2] *J. J. Ebers* and *J. L. Moll:* Large-Signal Behavior of Junction Transistors. Proc. IRE 42(1954)12, S. 1761...1772.

[3] *J. L. Moll:* Large-Signal Transient Reponse of Junction Transistors. Proc. IRE 42(1954)12, S. 1773...1784.

[4] *T. C. Verster:* Silicon Planar Epitaxial Transistors as Fast and Reliable Low-Lewel Switches. Trans. IEEE Electron Devices ED-11(1964)5, S. 228...237.

[5] *A. Lydén:* Single and Matched Pair Transistor Choppers. Electron. Engng. 37(1965)445, S. 186...193.

[6] *I. Hackel* und *H. Hagemann:* Anwendung von Transistoren als Präzisionszerhacker. Elektron. Rdsch. 17(1963)3, S. 122...132.

[7] *F. Butler:* Applications of Metal Oxide Silicon Transistors. Wirel. Wld. 71(1965)2, S. 58...61.

[8] *L. Fattal:* Field Effect Transistors as Choppers. Semiconductor Products and Solid-State Technology 7(1964)4, S. 13...18.

[9] *K. Barton:* The Field-Effect Transistor Used as a Low-Level Chopper. Electron. Engng. 37(1965)444, S. 80...83.

[10] *D. E. Rea:* Field-Effect Transistors: Simpler Switches for Analog Signals. Control Engng. 12(1965)7, S. 66...69.

[11] *J. Giorgis:* Understanding Snap Diodes. Electronic Equipment Engng. 11(1963)11, S. 60...64.

[12] *G. Seiter:* Bauelemente mit Metall-Halbleiter-Kontakt. Internat. Elektron. Rdsch. 20(1966)2, S. 93...94.

Adresse der Autoren:
E. Kägi, Ingenieur, *A. Fischer,* Ingenieur, *T. Görög,* dipl. Ingenieur, Philips AG, Edenstrasse 20, Postfach, 8027 Zürich.

Ein einfacher Kurzschlußschutz für Sammelschienen und für Nahzone von Unterwerken in Mittelspannungsnetzen

Von *V. Huber* und *Ch. Rogenmoser,* Zürich

621.316.93 : 621.316.35

Die Zunahme der Kurzschlußleistungen in Mittelspannungsnetzen erfordert zum Schutze der Anlagen Einrichtungen, welche Dauer und Ströme der Kurzschlüsse verringern. Es wird ein Schutzsystem beschrieben, das mit einfachen Apparaten und geringen Kosten erstellt werden kann.

L'accroissement des puissances de court-circuit dans les réseaux à tension moyenne exige en vue de la protection des installations des dispositifs propres à restreindre la durée et les courants des courts-circuits. Un système de protection, susceptible d'être exécuté à l'aide d'appareils simples et à peu de frais, est décrit.

Mit der Erstellung immer neuer Kraft- und Unterwerke, der Steigerung der Übertragungsspannungen und dem Zusammenschluss der Netze steigen auch die Kurzschlussleistungen ständig an. Diesem Umstand muss nicht nur bei der Bemessung der Schalter Rechnung getragen werden, sondern auch bei der Wahl der Schutzsysteme.