Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 61 (1970)

Heft: 5

Artikel: Die Anwendung linearer und digitaler integrierter Schaltungen in der Röntgenstrukturanalyse

Autor: Best, R.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-915919

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: 02.07.2025

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

Die Anwendung linearer und digitaler integrierter Schaltungen in der Röntgenstrukturanalyse

Von *R. Best*, Basel

476–481

621.3.049.75 : 548.73

Zur Aufklärung der Struktur kristalliner Substanzen werden häufig Methoden der Beugung von Röntgenstrahlen am Kristallgitter verwendet. Die Energie der gebeugten Strahlung wird mit dem Röntgendiffraktometer gemessen. Im vorliegenden Aufsatz wird derjenige Teil der Elektronik beschrieben, der zur Erfassung der reflektierten Röntgenquanten dient. Diese sogenannte Zählkette besteht aus einem Röntgendetektor, einem Breitbandverstärker, einem Amplitudensieb (Fenster-Diskriminator), welches zur Ausfilterung unerwünschter Impulse (Rauschen etc.) dient, sowie aus impulsformenden Netzwerken, die zur Bereitstellung computerkompatibler digitaler und analoger Ausgangsgrössen benötigt werden. Während im Zeitalter der diskreten Elektronikbauweise dieser Elektronikteil ein umfangreiches Ausmass annahm, lässt sich durch Kombination linearer und digitaler integrierter Bausteine eine einfache und elegante Lösung realisieren.

Pour l'étude de la structure de substances cristallines, on a souvent recours à des méthodes de diffraction de rayons X au réseau cristallin. L'énergie du rayonnement diffracté est mesurée avec un diffractomètre. Dans cet exposé, on décrit la partie de l'électronique qui sert à la détermination des quanta radiographiques. La chaîne de comptage consiste en un détecteur de rayons X, un amplificateur à large bande, un filtre d'amplitude (discriminateur à fenêtre), servant à l'élimination d'impulsions indésirables (bruits, etc.), ainsi qu'en réseaux de formation d'impulsions, nécessaires pour obtenir des grandeurs de sortie numériques et analogiques, pouvant être traitées dans un calculateur électronique. Alors qu'avec l'électronique à éléments discrets, cette partie était fort volumineuse, on peut maintenant réaliser un équipement plus simple et plus élégant par la combinaison d'éléments intégrés linéaires et numériques.

1. Messprinzip

Kristalline Substanzen bilden regelmässige Gitterstrukturen. Durch die Gitterpunkte lassen sich Scharen von parallelen Gitterebenen legen (Fig. 1). Fällt eine parallele monochromatische Röntgenstrahlung auf einen Kristall, so tritt Reflexion an einer Schar paralleler Gitterebenen nur dann ein, wenn die Gangdifferenz *a—b* der reflektierten Strahlen ein ganzes Vielfaches der Wellenlänge λ der Röntgenstrahlung beträgt. Dies ist dann der Fall, wenn der Einfallswinkel ϑ der Röntgenstrahlung die Bedingung

$$\sin \vartheta = \frac{n \lambda}{2 d}$$

erfüllt, worin d Abstand der Gitterebenen und n ganze Zahl sind. Die Intensität I der reflektierten Strahlung ist von der Kristallstruktur abhängig.

Aus Fig. 2 ist ersichtlich, dass sich eine beliebige Anzahl von parallelen Ebenenscharen durch das Kristallgitter legen lässt. Wird jetzt der Kristall bezüglich der einfallenden Strahlung gedreht, so kommt er immer wieder erneut in eine Lage, in der die Bedingung für Reflexion erfüllt ist. Für die Analyse einer Kristallstruktur ist es nun notwendig, die Intensitäten I aller Strahlen auszumessen, die von den verschiedenen parallelen Gitterebenenscharen bei reflexionsfähiger Lage des Kristalls reflektiert werden. Diese Messung wird mit Hilfe des Röntgendiffraktometers durchgeführt, dessen grundsätzlicher Aufbau in Fig. 3 gezeigt ist. Die Aufgabe dieses Geräts besteht vor allem darin, den Kristall durch Drehung in eine reflexionsfähige Lage zu bringen, den Röntgendetektor so zu positionieren, dass er den reflektierten Strahl auffängt, und schliesslich die Intensität der reflektierten Strahlung zu messen.

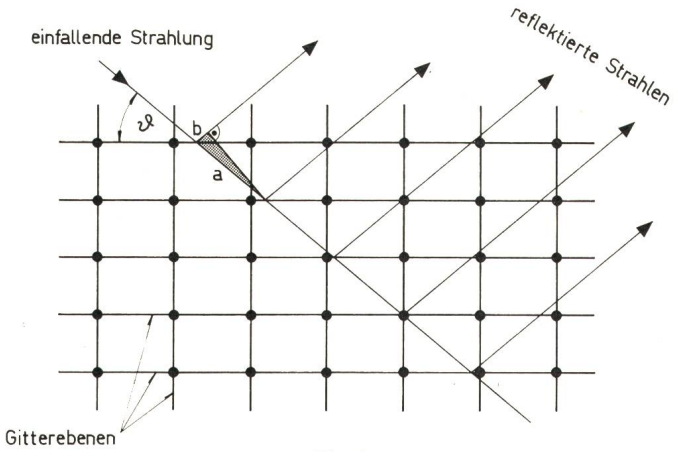


Fig. 1
Reflexion einfallender monochromatischer Röntgenstrahlung
Die Strahlung wird von den Gitterebenen dann reflektiert, wenn die Gangdifferenzen der reflektierten Strahlen ein ganzzahliges Vielfaches der Wellenlänge beträgt
ϑ Einfallwinkel; *a — b* Gangdifferenz

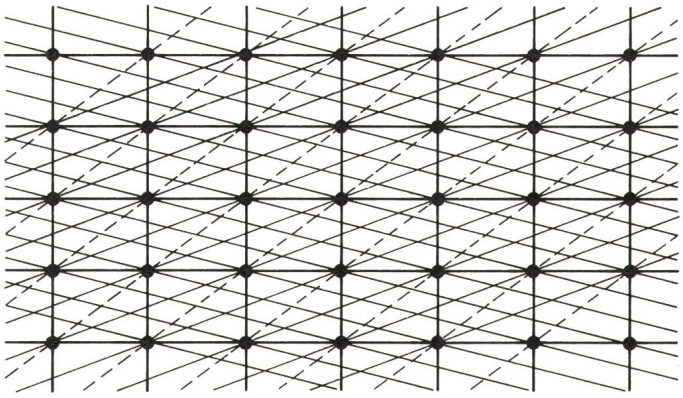


Fig. 2
Gitterebenenscharen durch ein Kristallgitter
Durch ein Kristallgitter lässt sich eine beliebig grosse Anzahl von Gitterebenenscharen legen. Daher kommt der Kristall bei Drehung immer wieder erneut in eine reflexionsfähige Lage

Die Anordnung nach Fig. 3 arbeitet wie folgt: Die von der Röntgenquelle emittierte Strahlung wird mittels Lochblenden fokusiert und auf den drehbar angeordneten Kristall gerichtet. Da die Strahlung nicht monochromatisch ist (Fig. 4) muss mit Hilfe von Filtern (im Röntgendetektor eingebaut) eine schmale Bande ausgefiltert werden. Die vom Kristall reflek-

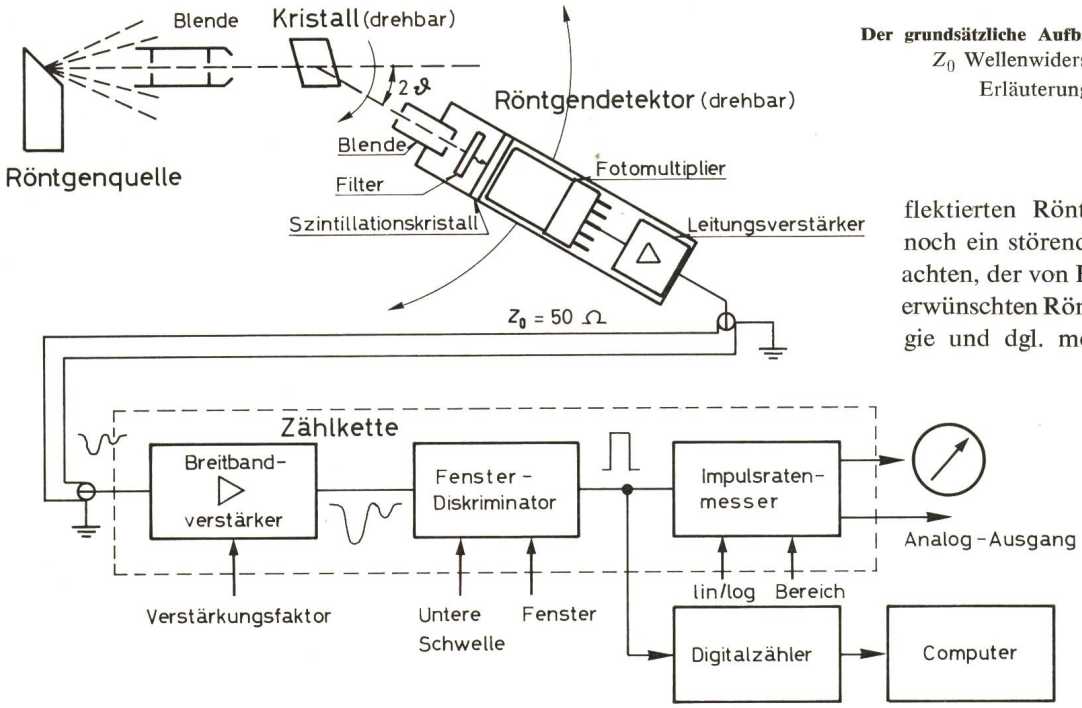


Fig. 3
Der grundsätzliche Aufbau eines Röntgendiffraktometers
Z_0 Wellenwiderstand; ϑ Einfallwinkel
Erläuterungen siehe im Text

tierten Strahlen treffen auf den ebenfalls drehbar angeordneten Röntgendetektor. Dieser besteht grundsätzlich aus einem Szintillator und einem Fotomultiplier (Sekundär-Elektronen-Vervielfacher). Der Szintillator wandelt die einfallenden Röntgenquanten in Lichtquanten um, die für den Fotomultiplier sichtbar sind. Wären Szintillator und Fotomultiplier ideal und hätten alle vom Kristall reflektierten Röntgenquanten dieselbe Energie, so müssten auch die an der Anode des Fotomultipliers abgenommenen Impulse dieselbe Amplitude aufweisen. Da jedoch der Szintillationsprozess statistischer Natur ist und der Fotomultiplier ein Eigenrauschen aufweist usw., zeigen die Ausgangsimpulse des Fotomultipliers eine Verteilungskurve (Fig. 5), die etwa einer Gaußschen-Verteilung entspricht. Neben einem «Hauptpeak», der von der reflektierten Röntgenstrahlung herrührt, ist noch ein störender «Untergrund» zu beobachten, der von Fotomultiplierrauschen, unerwünschten Röntgenquanten anderer Energie und dgl. mehr gebildet wird. Da der Untergrund die Messresultate verfälscht, werden mit einem Amplitudensieb (Fenster-Diskriminator, Window-Discriminator) diejenigen Impulse herausgeführt, deren Amplitude innerhalb eines einstellbaren «Fensters» F (vgl. Fig. 5) liegt. Wie aus Fig. 3 ersichtlich, liegen zwischen Fotomultiplier und Fenster-Diskriminator noch ein Leitungsverstärker und ein Breitbandverstärker. Der Leitungsverstärker hat eine Spannungsverstärkung von + 1 und dient zur Impedanzanpassung des hochohmigen Fotomultipliers an die niederohmige Leitung (Z_0 = 50 Ω). Der Breitbandverstärker hebt das Spannungsniveau auf den für den Fensterdiskriminator benötigten Bereich von 0...5 V an. Der Fensterdiskriminator liefert für jeden innerhalb des Fensters liegenden Eingangsimpuls einen bezüglich Amplitude und Impulsdauer standardisierten Ausgangsimpuls. Die Ausgangsimpulse gelangen an den Eingang eines Digitalzählers. Die mittlere Impulsfrequenz ist dabei ein direktes Mass für die Intensität der reflektierten Strahlung. Der Zählerstand wird seinerseits von einem Computer abgefragt, der die Auswertung der gemessenen Resultate vornimmt. Anderseits werden die Ausgangsimpulse des Fensterdiskriminators dem sog. Impulsraten-Messer (Count rate meter) zugeführt. Diese Schaltung wandelt die mittlere Impulsfrequenz der vom Fensterdiskriminator gelieferten Impulse in ein Analogsignal um, welches zur visuellen Ablesung sowie zur Registrierung dient. Das Ausgangssignal ist wahlweise entweder der mittleren Impulsfrequenz selbst oder deren Logarithmus proportional. Die logarithmische Aufzeichnung erlaubt die Registrierung eines grösseren dynamischen Bereiches.

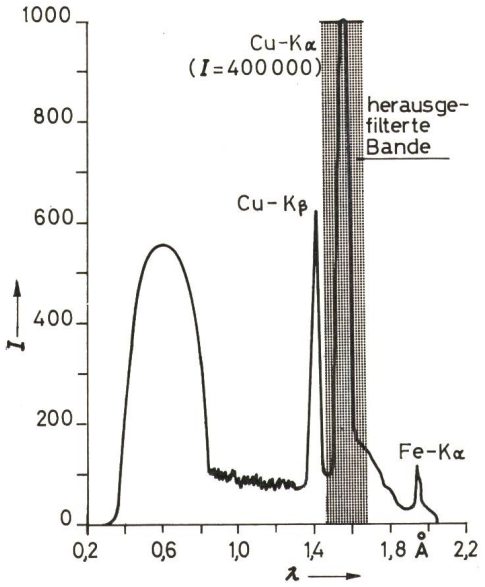


Fig. 4
Emissionsspektrum einer typischen Röntgenstrahlungsquelle
Annähernd monochromatische Strahlung wird durch Ausfiltern einer einzelnen, scharfen Bande gewonnen
I spektrale Intensität; λ Wellenlänge

Die Szintillatoren sind einer Alterung unterworfen, die sich durch eine Verbreiterung der Amplitudenverteilungskurve bemerkbar macht (siehe gestrichelte Kurve in Fig. 5). Ist diese Kurve einmal zu flach geworden, so können die Impulse des «Hauptpeaks» nicht mehr sauber vom «Untergrund» getrennt werden, womit der Szintillator unbrauchbar wird. Deshalb muss die Verteilungsfunktion des Szintillators periodisch überprüft werden. Für diese Messung wird wiederum der Fensterdiskriminator verwendet; dabei wird ein schmales Fenster eingestellt und Schritt für Schritt über den ganzen Spannungsbereich (Abszisse in Fig. 5) verschoben.

Die Schaltungen der Zählkette werden in den folgenden Abschnitten ausführlich beschrieben.

2. Szintillationszähler und Leitungsverstärker

Das Schaltschema des Szintillationszählers und des Leitungsverstärkers ist in Fig. 6 dargestellt.

Da zwischen dem hochohmigen Fotomultiplierausgang und der übrigen Elektronik ein längeres Kabel liegt, ist direkt in das Fotomultipliergehäuse ein Emitterfolger zur Impedanzanpassung eingebaut. Seine Ausgangsimpedanz beträgt etwa 50 Ω und ist daher dem Wellenwiderstand Z_0 des Kabels von 50 Ω weitgehend angepasst.

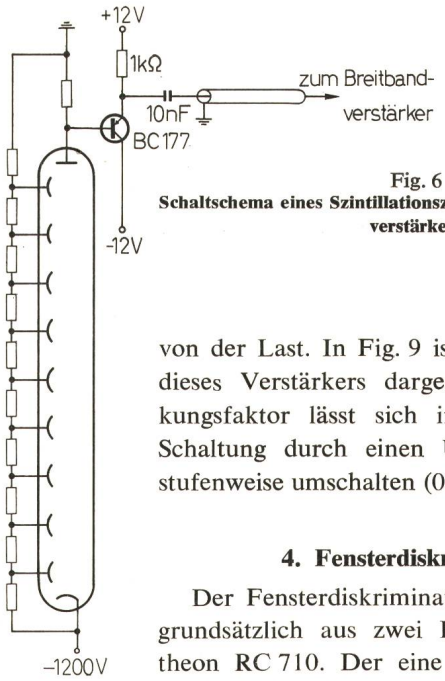


Fig. 6
Schaltschema eines Szintillationszählers und eines Leitungsverstärkers

3. Breitbandverstärker

Fig. 7 zeigt die Wellenform der vom Fotomultiplier abgegebenen Impulse. Die Wellenform entspricht etwa einer Gausskurve, wobei die Amplitude der Impulse im Bereich von 0...—100 mV liegt und die Impulsbreite (an der Basis gemessen) etwa 1 µs beträgt. Da der Fensterdiskriminator mit Eingangssignalen im Bereich von 0...5 V (Scheitelwert) arbeitet, muss zwischen Leitungstreiber und Fensterdiskriminator noch ein Breitbandverstärker geschaltet werden. Gemäss Fig. 7 lassen sich die Anforderungen abschätzen, die an diesen Verstärker gestellt werden:

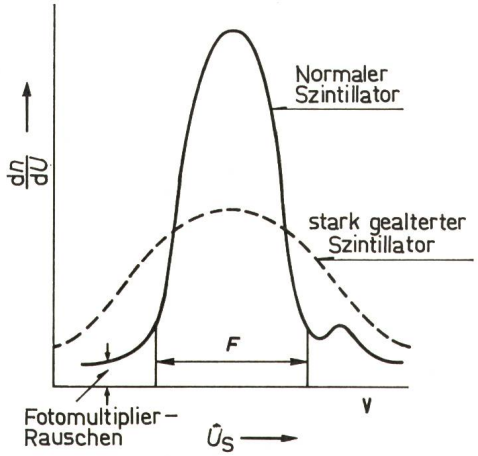


Fig. 5
Typische Impulshöhenverteilung am Photomultiplier
F Fenster; $\frac{dn}{dU}$ Anzahl Impulse pro Spannungsintervall; $\hat{U}_S$ Scheitelwert der Ausgangsimpulse am Fotomultiplier
Erläuterungen siehe im Text

Spannungsverstärkungsfaktor:	50
Bandbreite (—3 dB):	min. 1 MHz
Slewing rate (Anstiegsgeschwindigkeit):	min. 20 V/µs
Verzerrungsfreie Ausgangsspannung bei f = 1 MHz:	min. 5 V (Scheitelwert, unipolar)

Zur Zeit, als diese Schaltung entwickelt wurde (Anfang 1968), waren weder diskrete noch integrierte Operationsverstärker oder Breitbandverstärker erhältlich, die diesen Anforderungen genügten. Daher wurde dieser Verstärker diskret aufgebaut (Fig. 8).

Die benötigte Spannungsverstärkung wird durch zwei in Kaskade geschaltete, stark in sich gegengekoppelte Emitterstufen erreicht. Zwischen erste und zweite Emitterstufe ist zur Entkopplung ein Emitterfolger geschaltet; ein zweiter Darlington-Emitterfolger entkoppelt die zweite Emitterstufe von der Last. In Fig. 9 ist der Frequenzgang dieses Verstärkers dargestellt. Der Verstärkungsfaktor lässt sich in der angegebenen Schaltung durch einen Umschalter (Fig. 8) stufenweise umschalten (0; 12,5; 25; 37,5; 50).

4. Fensterdiskriminator

Der Fensterdiskriminator (Fig. 10) besteht grundsätzlich aus zwei Komparatoren Raytheon RC 710. Der eine Komparator prüft, ob der Scheitelwert des Signals grösser oder kleiner als die untere Schwelle ist; der zweite stellt fest, ob der Scheitelwert des Signals grösser oder kleiner als die obere Schwelle ist. Die Spannungen, die diesen Schwellwerten entsprechen, liegen im Bereich von 0...5 V und werden durch variable stabilisierte Gleichspannungsquellen gebildet. Die der oberen Schwelle entsprechende Spannung ist dabei die Summe der Spannung «Untere Schwelle» und der erdfreien Spannung «Fenster».

Da im vorliegenden Fall die Dauer der Eingangsimpulse nicht viel grösser als die Schaltzeiten der Komparatoren ist, kann es vorkommen, dass diese nur unvollständig durchschalten. Wird bei der Auslegung der Schaltung diesem Umstand keine Rechnung getragen, so kann dies zu fehlerhaftem Verhalten der nachgeschalteten Logikelemente führen (falsches Triggern usw.). Man muss daher zunächst das Schaltverhalten eines Komparators etwas eingehender untersuchen.

Die Schaltzeit eines Komparators wird gemessen, in dem an den einen Eingang eine konstante Spannung (z. B. 0 V), an den anderen ein Spannungssprung angelegt wird (Fig. 11). Die beiden Spannungsniveaux der Sprungfunktion werden so gewählt, dass vor dem Sprung der Ausgang in einem logischen Zustand («0» ≙ 0 V oder «1» ≙ > +3 V) gesättigt ist, nach dem Sprung aber in den anderen Zustand umschal-

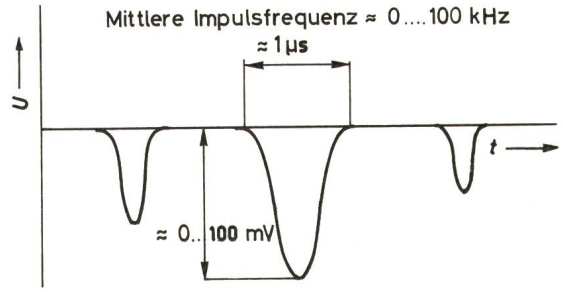
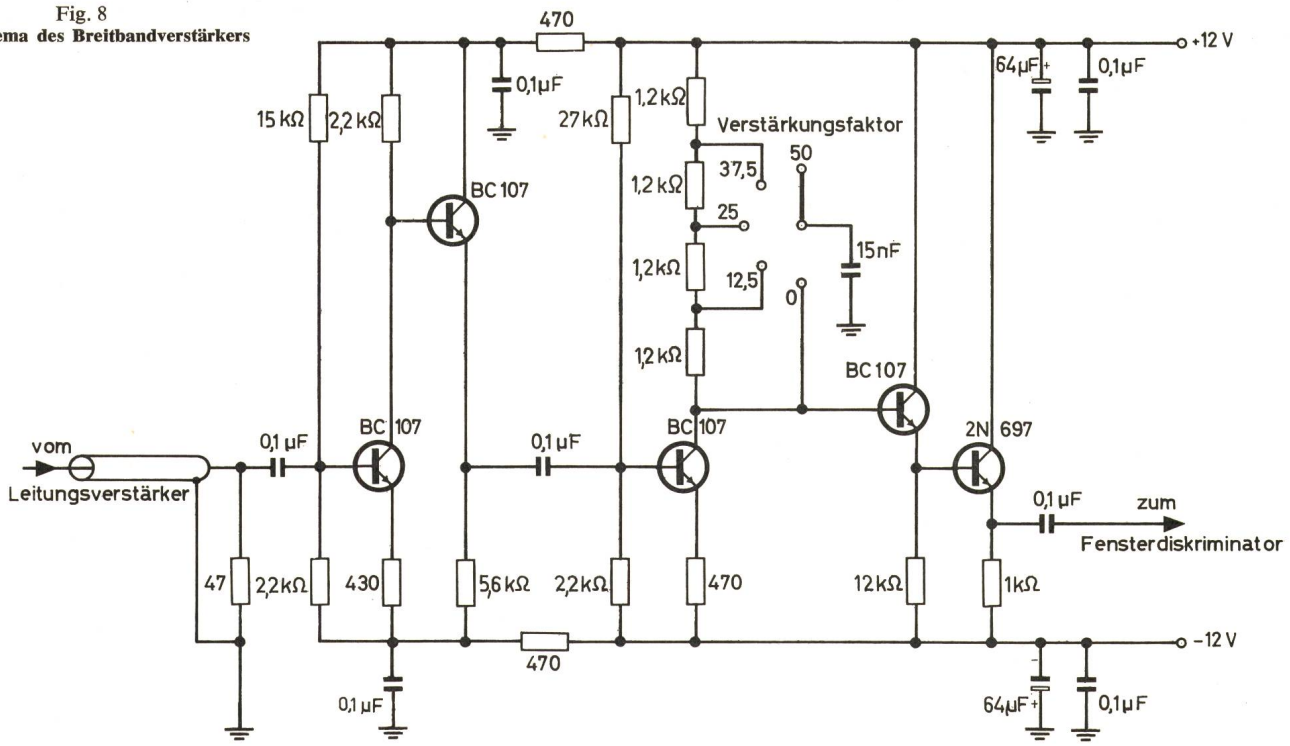


Fig. 7
Die typische Wellenform der am Photomultiplierausgang auftretenden Signale
t Zeit; *U* Spannung an der Anode des Photomultipliers

Fig. 8
Schaltschema des Breitbandverstärkers



tet und dort in Sättigung geht. Unter «Overdrive level» versteht man die Spannungsdifferenz zwischen beiden Komparatoreingängen nach dem Anlegen des Spannungssprungs. Aus Fig. 12 und 13 sieht man, dass der Komparator umso schneller schaltet, je grösser das Overdrive level ist. Besonders ist zu beachten, dass die negative Flanke des Komparatorausgangs (Schalten von 1 auf 0) schon bei geringen kapazitiven Belastungen C_L beträchtlich verflacht wird, während dies bei der positiven Flanke weniger der Fall ist. Auf die vorliegende Anwendung übertragen bedeutet dies, dass der Komparator bei kurzen Eingangsimpulsen nur dann richtig durchschaltet, wenn das Overdrive level genügend gross ist, während im entgegengesetzten Falle das «teilweise Schalten» eintritt (Fig. 14).

Die Schaltung nach Fig. 10 ist jetzt so ausgelegt, dass sie selbst bei unvollständigem Schalten der Komparatoren ohne Störung arbeitet. Da die positive Flanke der Komparatoren steiler als die negative ist, sind die Komparatoren so geschaltet, dass ihre Ausgangsspannung im Ruhezustand logisch 0 (0 V) beträgt und in den 1-Zustand (etwa +3 V) schaltet, wenn das Eingangssignal den eingestellten Schwellwert überschreitet. Nur die positive Flanke des Komparatorausgangs wird zur Ansteuerung weiterer Schaltungen verwendet. Da jedem Komparator ein DTL-NAND-Gatter nachgeschaltet ist, dessen Schwellenspannung bekanntlich bei etwa +1,4 V liegt, erhält man am Ausgang des NAND-Gatters schon dann eine steile negative Flanke, wenn der Komparator nur teilweise von 0 V auf etwa +1,4 V schaltet. Bei den DTL-Gattern ist überdies die negative Flanke steiler als die positive, weil bei der negativen Flanke der Ausgangstransistor vom gesperrten in den leitenden Zustand geschaltet wird, wobei keine Verzögerung durch Ladungsspeicherung entsteht. In der Kaskadenschaltung von Komparator und NAND-Gatter wird daher bei beiden Elementen die steilere Flanke ausgenützt. Die Logik des Fensterdiskriminators arbeitet nun wie folgt: Erscheint am Eingang ein Impuls (Polarität: negativ), dessen Scheitelwert die untere Schwelle überschreitet, so erscheint am Ausgang des Komparators K_1 eine positive, am Ausgang des nachgeschalteten NAND-Gatters eine steile negative Flanke. Diese Flanke triggert den Monoflop OS 1, dessen Impulsdauer 1 µs beträgt. Die hintere Flanke des Monoflops OS 1 wird zur Triggerung eines zweiten Monoflops OS 2 mit einer Impulsdauer von 2 µs verwendet. Der Impuls des OS 2 gelangt über das NAND-Gatter G3 an den Ausgang des Fensterdiskriminators. Dieses NAND-Gatter ist solange geöffnet, als das Eingangssignal die obere Schwelle nicht überschritten hat. Wurde die obere Schwelle jedoch überschritten, so ist das Flipflop gesetzt worden, wodurch jetzt das NAND-Gatter G3 gesperrt ist. Beim erwähnten Flipflop handelt es sich um ein «AC-Flipflop», d. h. um ein Flipflop, welches mit Impulsflanken gesetzt bzw. zurückgestellt werden kann. Die Entscheidung, ob die obere Schwelle überschritten worden ist oder nicht, muss demnach während der Impulsdauer des Monoflops OS 1 gefällt werden. Die Schaltung ist daher nur für Eingangsimpulse brauchbar, deren Impulsdauer kleiner als 2 µs ist. Sind die Impulse länger, so kann entweder die Impulsdauer des OS 1 verlängert,

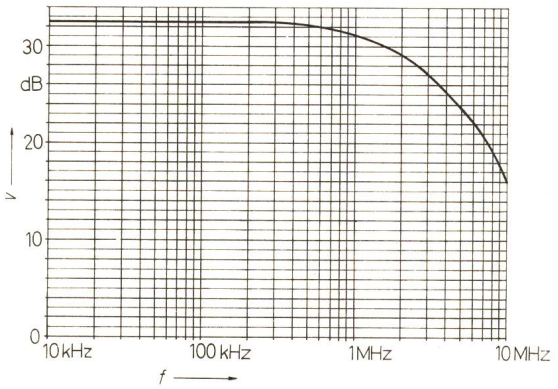


Fig. 9
Frequenzgang des Breitbandverstärkers
f Frequenz; *v* Spannungsverstärkungsfaktor

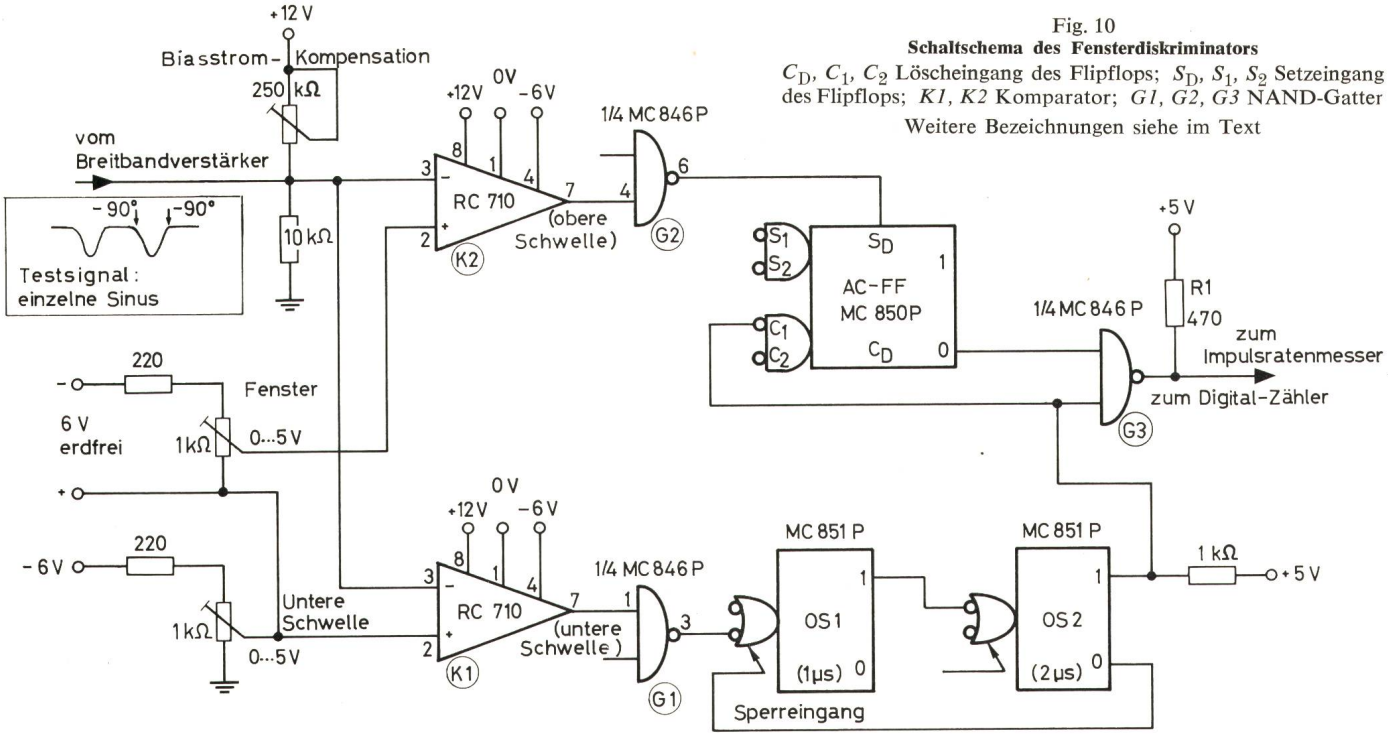


Fig. 10
Schaltschema des Fensterdiskriminators
C_D, C_1, C_2 Löscheingang des Flipflops; S_D, S_1, S_2 Setzeingang des Flipflops; *K1*, *K2* Komparator; *G1*, *G2*, *G3* NAND-Gatter
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

oder a priori eine einfachere, langsamere Schaltung verwendet werden.

Es ist noch zu erwähnen, dass während der Impulsdauer des OS 2 das Triggergatter des OS 1 gesperrt wird. Es kommt nämlich zuweilen vor, dass zwei Impulse so rasch aufeinander folgen, dass der Monoflop OS 1 bereits erneut getriggert wird, wenn er sich noch nicht völlig erholt hat. Er würde dann undefinierte Ausgangsimpulse abgeben, was zu falschen Ausgangsimpulsen führen kann. Dank der eingebauten Sperre ist ein erneutes Triggern erst dann wieder möglich, wenn der OS 1 voll erholt ist. Natürlich werden dabei diejenigen Impulse verloren, die vom vorhergehenden einen Abstand von weniger als 3 µs aufweisen. Da jedoch bei der in Fig. 3 gezeigten Anordnung die mittlere Impulsfrequenz höchstens etwa 10 kHz beträgt, ist die Wahrscheinlichkeit so rasch aufeinander folgender Impulse so gering, dass der Fehler vernachlässigbar wird.

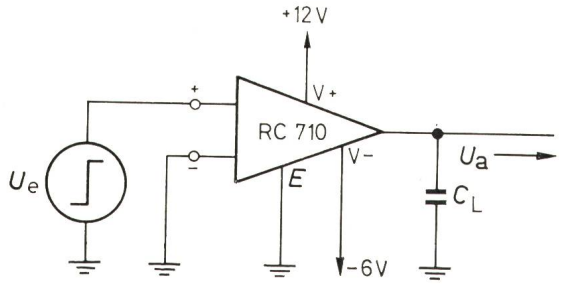


Fig. 11
Testschaltung zur Messung der Schaltzeiten beim Komparator Typ RC 710
C_L Lastkapazität; *E* OV-Anschluss; U_a Ausgangsspannung; U_e Eingangsspannung

Es bleibt noch übrig, einige Daten über die Leistungsfähigkeit der beschriebenen Fensterdiskriminator-Schaltung anzuführen. Da die Wellenform der vom Fotomultiplier abgegebenen Impulse ungefähr einer Gausskurve entspricht, ist es zweckmässig, den Diskriminator mit einem Testsignal zu prüfen, das aus einzelnen Sinusschwingungen besteht, deren Anfangs- und Endphase —90° beträgt (Fig. 10). Derartige Testsignale lassen sich leicht mit einem triggerbaren Funktionsgenerator herstellen. Bei einer Impulsbreite von 1 µs wurde das «Overdrive level» gemessen, das benötigt wird, damit der Monoflop OS 1 anspricht, bzw. damit der AC-Flipflop gesetzt wird. Es zeigte sich, dass das benötigte «Overdrive level» praktisch unabhängig von der Impulsamplitude ist und etwa 10 mV beträgt, was bezogen auf den Messbereich von 0...5 V einem relativen Fehler von 0,2 % entspricht.

5. Impulsraten-Messer (Count Rate Meter)

Im Impulsraten-Messer (Fig. 15) wird die mittlere Impulsfrequenz in ein Analogsignal umgewandelt. Die Ausgangsimpulse des Fensterdiskriminators werden zunächst differenziert. Bei der positiven Flanke des Ausgangsimpulses

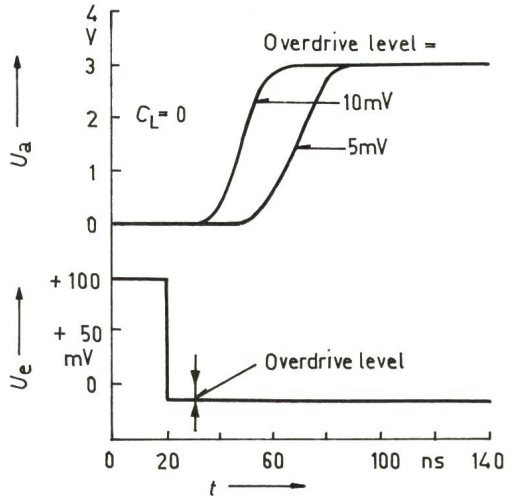


Fig. 12
Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung U_a beim Schalten des Komparators von «0» auf «1», gemessen bei verschiedenen «Overdrive levels»
t Zeit; C_L Lastkapazität; U_e Eingangsspannung

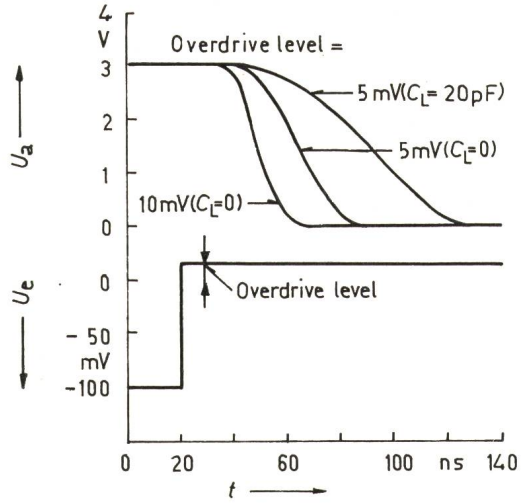


Fig. 13
Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung U_a beim Schalten des Komparators von «1» auf «0», gemessen bei verschiedenen «Overdrive levels»
Man beachte, dass die Abfallzeit bei kapazitiver Belastung des Ausgangs wesentlich vergrössert wird
Bezeichnungen siehe Fig. 12

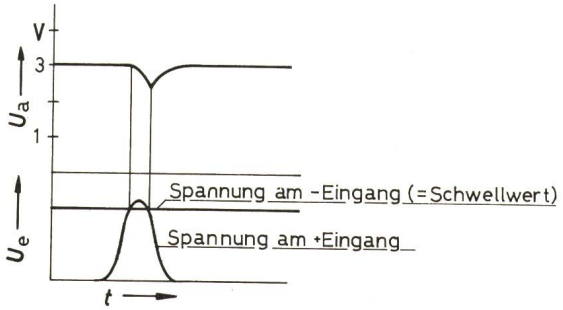


Fig. 14
Teilweise Schalten des Komparators
Überschreitet die Spannung am +Eingang den Schwellwert am – Eingang nur kurzzeitig, so schaltet der Komparator nur teilweise
U_a Ausgangsspannung; U_e Eingangsspannung; t Zeit

lädt sich der Kondensator C_1 über den Pull-up-Widerstand R_1 und D_1 auf; bei der negativen Flanke entlädt sich C_1 über D_2 und R_2 und den Ausgangstransistor des NAND-Gatters G3. Der während der positiven Flanke entstehende Ladungsstoss fliesst in den Summierpunkt des Operationsverstärkers V 1 hinein, der hier durch den Gate-Anschluss des Feldeffekttransistors FET 1 gebildet wird. Damit diese Ladungsstösse konstant sind, müssen die Zeitkonstanten der Auf- bzw. der Entladung wesentlich kürzer als die Impulsdauer des OS 2 (2 µs) sein. Die pro Sekunde in den Summierpunkt des Operationsverstärkers hineinfliessende Ladung ist der Frequenz der vom Fensterdiskriminator gelieferten Ausgangsimpulse proportional. Da der Wechselstromanteil des Stromes I vom Kondensator C_2 ausgefiltert wird, fliesst im Gegenkopplungswiderstand R_g nur die Gleichstromkomponente von I. Folglich ist die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers proportional zur mittleren Impulsfrequenz.

Damit der Eingangsbiasstrom des Operationsverstärkers V 1 sowie die Biasstromdrift keinen zu grossen Messfehler erzeugen, muss der Biasstrom gegenüber dem Strom I sehr klein sein. Angenommen, der empfindlichste Bereich des Impulsraten-Messers solle 100 Imp./s betragen, und der durch den Biasstrom verursachte Fehler solle kleiner als 1 % des Vollausschlags sein. Da beim Operationsverstärker Typ RC 709 der Biasstrom bei etwa 1 µA liegt, müsste der Gleichstromanteil von I für eine Impulsfrequenz von 100 Imp./s mindestens 100 µA betragen, d. h. pro Impuls müsste eine Ladung von $Q = 1$ µCb in den Summierpunkt hineinfliessen. Da $Q = C\,U$, müsste man beispielsweise einen Konden-

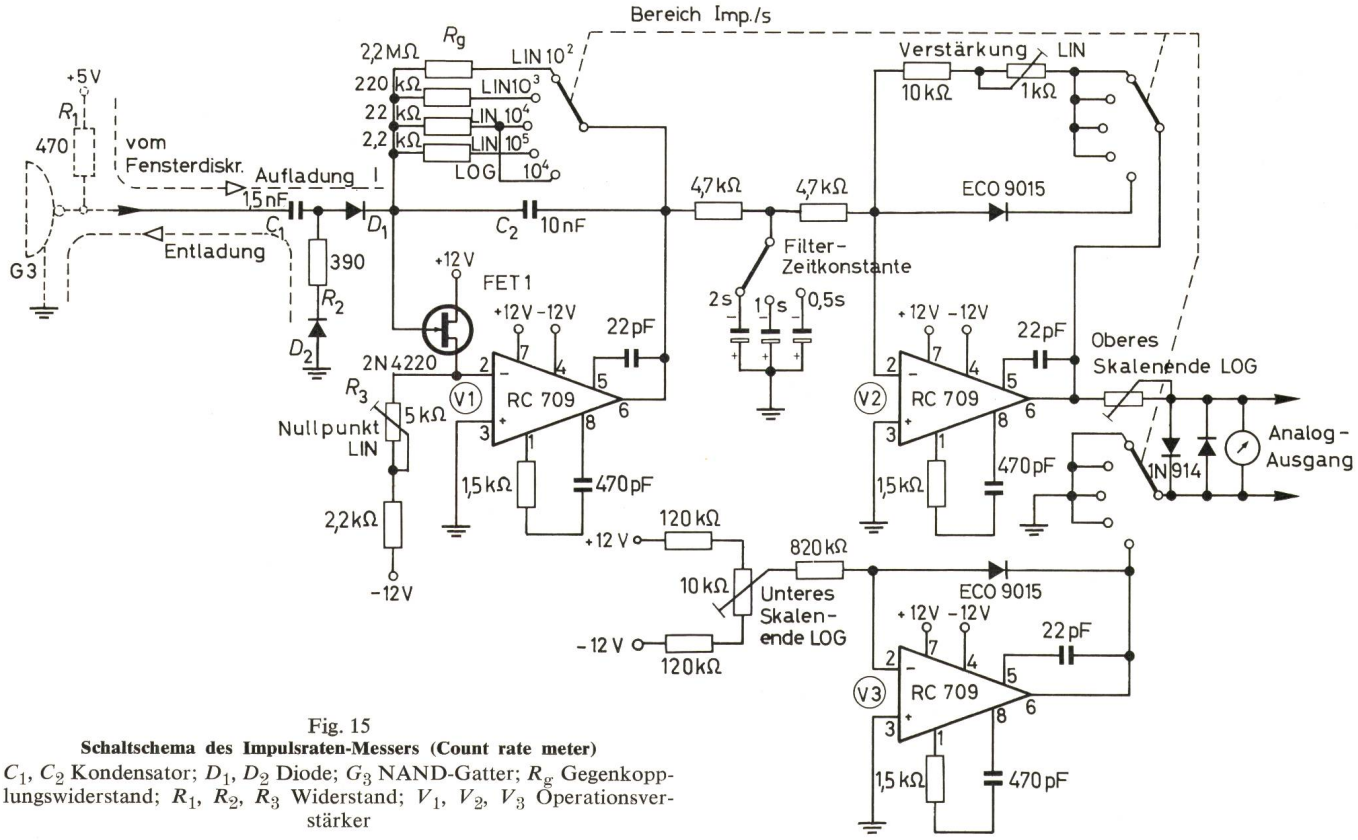


Fig. 15
Schaltschema des Impulsraten-Messers (Count rate meter)
C_1, C_2 Kondensator; D_1, D_2 Diode; G_3 NAND-Gatter; R_g Gegenkopplungswiderstand; R_1, R_2, R_3 Widerstand; V_1, V_2, V_3 Operationsverstärker

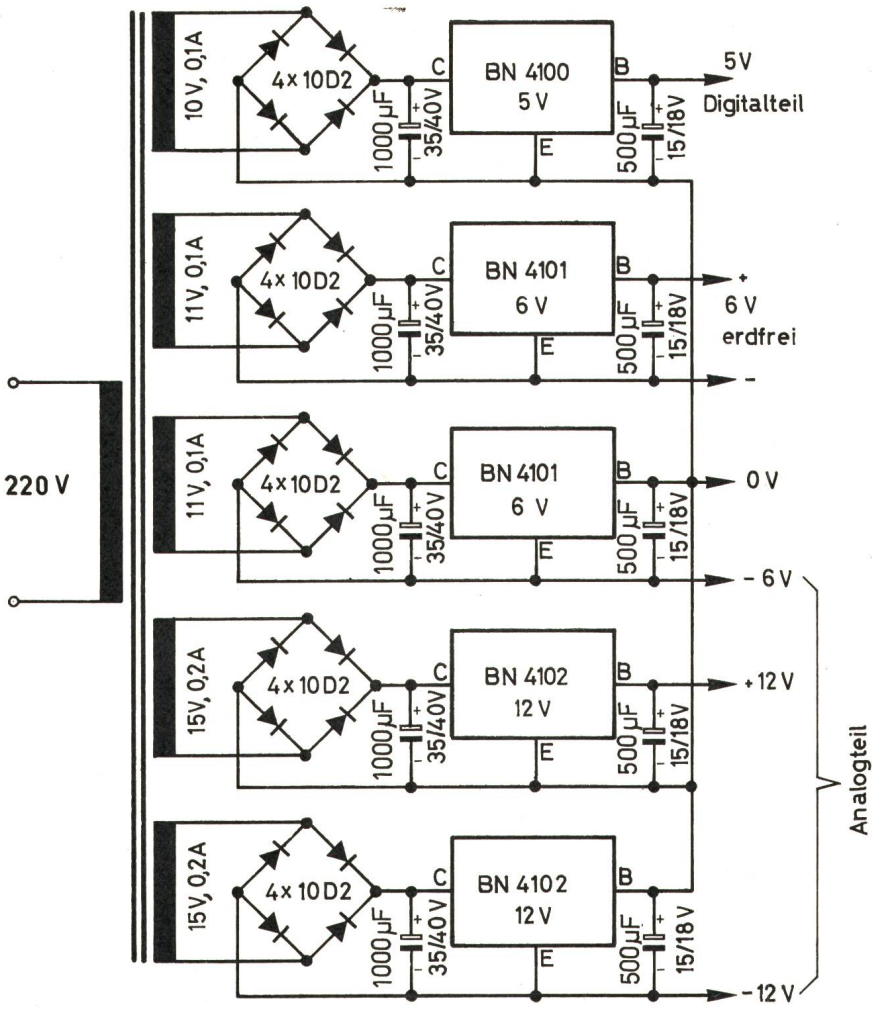


Fig. 16
Schaltschema des Netzgerätes

sator von 0,1 µF in Bruchteilen einer µs auf eine Spannung von 10 V aufladen. Dazu würden unvernünftig hohe Ladeströme (Grössenordnung A) benötigt. Damit mit Strömen vernünftiger Grössenordnung gearbeitet werden kann, wird ein Operationsverstärker mit FET-Eingang verwendet. Der Eingangsbiasstrom reduziert sich dabei auf etwa 20 pA bei Zimmertemperatur. Einen äusserst billigen Operationsverstärker mit FET-Eingang erhält man durch Kaskadenschaltung eines Source-Followers (FET 1) und eines billigen bipolaren Operationsverstärkers RC 709. Damit der FET keinen zusätzlichen Spannungsoffset erzeugt, wird mit dem Potentiometer R_3 der Drainstrom so eingestellt, dass er dem Drainsättigungsstrom I_{DSS} gleich wird, wodurch die Spannung zwischen Gate und Source auch gleich Null wird.

Durch Umschalten des Gegenkopplungswiderstandes R_g erhält man dekadisch abgestufte Bereiche von 0...100, 0...1000, 0...10 000 und 0...100 000 Imp./s. Für überschlägige Messungen ist es oft bequem, eine logarithmische Anzeige zu haben, die mehrere Dakaden umspannt. Zu diesem Zweck ist dem ersten Operationsverstärker ein zweiter (V 2) nachgeschaltet. Im linearen Betrieb arbeitet V 2 als invertierender Verstärker mit fester Verstärkung. Beim logarithmischen Betrieb ist die Ausgangsspannung proportional zum Logarithmus der Eingangsspannung. Der Logarithmus wird mit einer logarithmischen Diode ECO 9015 gebildet, bei der im Sperrgebiet die Spannung dem Logarithmus des Stromes proportional ist. Der störende Temperaturgang dieser Diode wird durch eine zweite, identische Diode in Verbindung mit einem dritten Operationsverstärker V 3 auskompensiert. Dieser arbeitet mit konstanter Eingangsspannung, so dass seine Ausgangsspannung nur von der Temperatur abhängt. Im logarithmischen Betrieb misst das Anzeigeinstrument die Differenz der Ausgangsspannungen von V 2 und V 3. Beim Anzeigeinstrument wird ferner ein Analogsignal für den Anschluss von Schreibern usw. abgenommen.

Damit bei niedrigen Impulsraten die Anzeige infolge der statistischen Verteilung der Impulse nicht schwankt, liegt im Eingang des zweiten Operationsverstärkers ein Tiefpassfilter mit umschaltbaren Zeitkontanten von 0,5, 1 oder 2 s.

6. Stabilisierte Spannungsversorgung

Sämtliche stabilisierten Spannungen werden von integrierten Spannungsstabilisatoren geliefert (Fig. 16). Diese Moduln sind hybridintegrierte Schaltungen, bei denen die stabilisierte Spannung durch eine Zenerstabilisierung mit nachgeschaltetem Darlington-Emitterfolger gewonnen wird. Der zweite Emitterfolger wird durch einen Leistungstransistor gebildet.

In Fällen, wo an die Stabilität und den Temperaturkoeffizienten der geregelten Spannung keine allzu grossen Anforderungen gestellt werden, stellen diese Moduln eine einfache und billige Lösung dar.

Adresse des Autors:
R. Best, dipl. Elektroingenieur ETH, Sandoz AG, 4000 Basel.