

Abteilung Strahlenschutz
KERNFORSCHUNGSANLAGE JÜLICH
des Landes Nordrhein-Westfalen

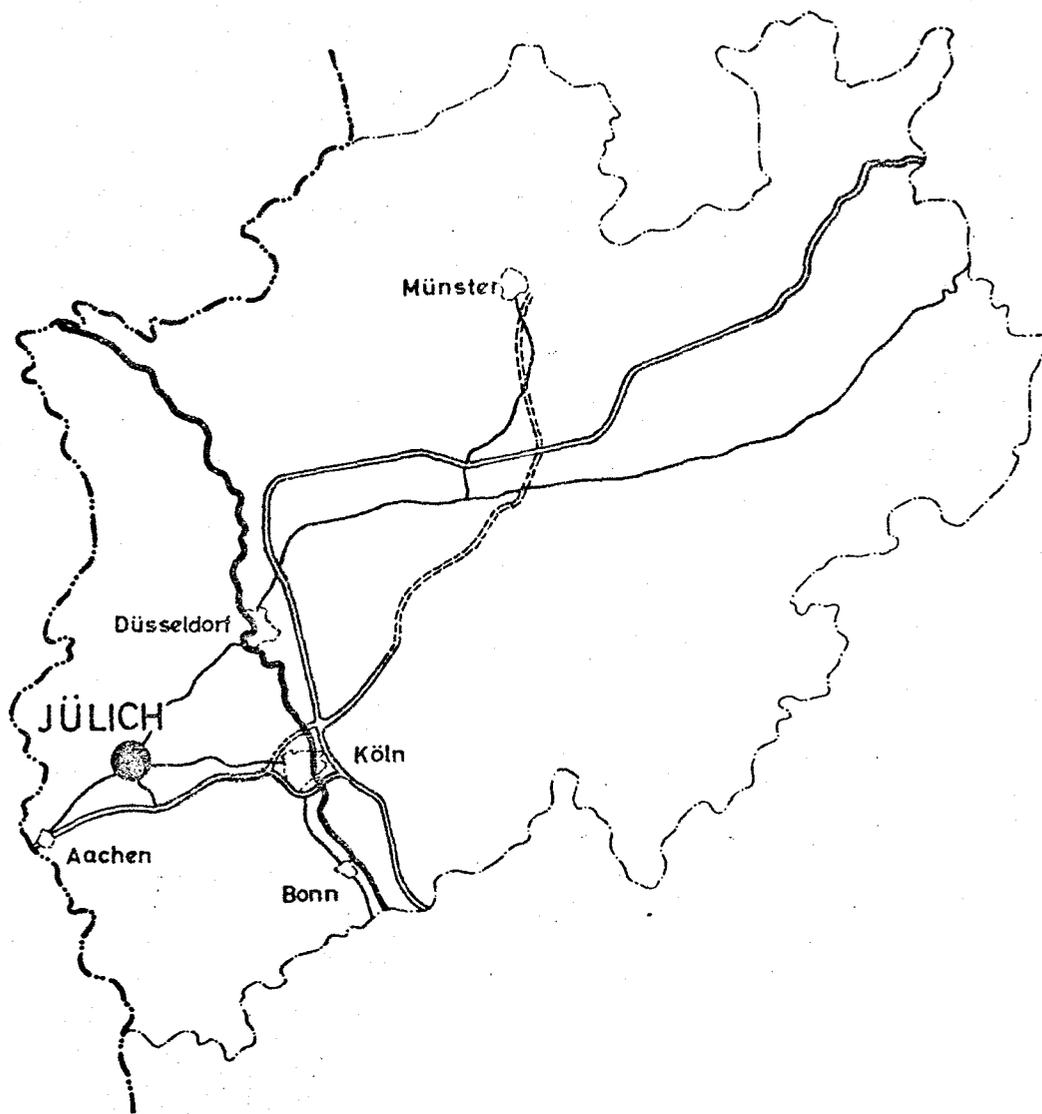
AUFBAU UND WIRKUNGSWEISE
VON RATEMETER-SCHALTUNGEN

von

J. Carlebach

Jül - 24 - ST

März 1962



Berichte der Kernforschungsanlage Jülich – Nr. 24

Abteilung Strahlenschutz Jül – 24 – ST

Dok.: RATE METERS - CIRCUITS * DK 593.1.075.08

Zu beziehen durch: ZENTRALBIBLIOTHEK der Kernforschungsanlage Jülich,
Jülich, Bundesrepublik Deutschland

Aufbau und Wirkungsweise von Ratemeter-Schaltungen

Von J. Carlebach Aus der Abteilung Strahlenschutz der Kernforschungsanlage Jülich des Landes Nordrhein-Westfalen e. V.

Zusammenfassung

Es wird eine Übersicht über den prinzipiellen Aufbau von Ratemeterschaltungen gegeben und an Hand der Funktionsbeschreibung der einzelnen Stufen die maßgebenden Richtlinien für die Dimensionierung der Schaltung aufgezeigt.

1. Die Meßaufgabe

In der Strahlungsmeßtechnik ist die Anzahl der während eines Zeitintervalls in einem Strahlungsdetektor ausgelösten Impulse ein Maß für die mittlere Aktivität einer Strahlung. Das Verhältnis der in einem Zählregister gespeicherten Impulszahl (N) zu der während der Messung abgelaufenen Zeit (t) stellt die mittlere Impulsdichte (m) dar. Wegen der statistisch verteilten Impulsfolge ergibt sich die erforderliche Meßzeit, bei einem zugelassenen mittleren relativen Fehler (F), zu

$$t = \frac{1}{m F^2} \quad (1)$$

Diese Methode der Impulszählung, bei gleichzeitiger Bestimmung der Meßdauer, eignet sich besonders für Einzelmessungen von radioaktiven Präparaten, deren zeitliche Veränderung der Aktivität bekannt oder vernachlässigbar gegen die Meßdauer ist.

Sollen jedoch kontinuierliche Messungen von sich verändernden Aktivitäten, wie sie z. B. für Kontroll- und Überwachungszwecke oder bei dem Durchfahren von Energiespektren erforderlich sind, ausgeführt werden, so wird hierfür eine Meßanordnung benötigt, deren Anzeigewert ein direktes Maß für die Impulsdichte ist. Zur Lösung solcher Meßaufgaben werden Ratemeter verwandt.

2. Die Meßanordnung

2.1 Das Blockschaltbild

Abb. 1 zeigt das Blockschaltbild eines Ratemeters. Die von einem Strahlungsdetektor angelieferten Impulse werden, falls ihre Amplitude zum sicheren Triggern eines Impulsformers nicht ausreicht, zunächst einem Auslöseverstärker zugeführt, dessen Ausgangssignal im Impulsformer, bei jedem Zählereignis, einen Einheitsimpuls auslöst.

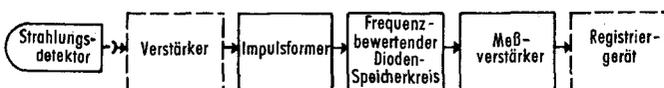


Abb. 1: Blockschaltbild.

Die Einheitsimpulse werden auf den Eingang eines frequenzbewertenden Diodenspeicherkreises gegeben, dem ein Meßverstärker mit anschließendem Anzeige- und Registriergerät, zur Auswertung der in dem Speicherkreis enthaltenen Information, nachgeschaltet ist.

2.2 Der Impulsformer

Die vom Strahlungsdetektor angebotenen Impulse weisen, insbesondere wenn sie von Proportional- oder Scintillationszählern herrühren, entsprechend der Energie der Strahlung unterschiedliche Höhen auf. Bei der Aktivitätsbestimmung sollen aber im allgemeinen alle Impulse, die eine vorgegebene Mindesthöhe überschreiten, gleichwertig am Zähl-

ergebnis beteiligt sein. Die Strahlungsdetektorimpulse werden daher nur zum Triggern eines Impulsformers verwandt, der für jedes Zählereignis an seinem Ausgang einen von der Amplitude und Form des Ansteuersignales unabhängigen Einheitsimpuls abgibt.

Als Impulsformer werden vorwiegend monostabile Multivibratoren benutzt, von denen eine Ausführungsform mit Anodenkopplung in Abb. 2 dargestellt ist. Im Ruhezustand

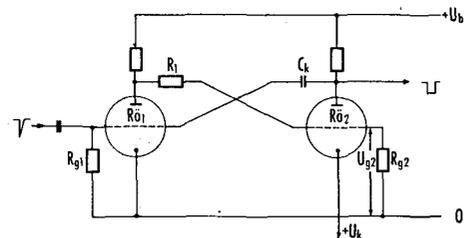


Abb. 2: Anodengekoppelter Impulsformer.

ist $R\ddot{o}_1$ leitend und $R\ddot{o}_2$ gesperrt, da die am Spannungsteiler R_1-R_{g2} abgegriffene Gittervorspannung kleiner ist als U_k . Trifft ein negativer Impuls von hinreichender Amplitude auf das Gitter von $R\ddot{o}_1$, so steigt deren Anodenspannung und damit auch die positive Spannung an R_{g2} . Dies verursacht einen Anodenspannungsabfall an $R\ddot{o}_2$, der über C_k als rückgekoppelter, verstärkter, negativer Auslöseimpuls wieder über R_{g1} erscheint. Der Aufschauklungsvorgang steigert sich lawinenartig, bis $R\ddot{o}_1$ sperrt und $R\ddot{o}_2$ leitend geworden ist. In diesem Zustand verweilt die Anordnung, bis die Gitterspannung von $R\ddot{o}_1$ durch die nunmehr einsetzende Entladung von C_k gerade die Sperrspannung U_{sp} unterschreitet. Dann fängt $R\ddot{o}_1$ wieder an Strom zu ziehen, die Spannung über den Spannungsteiler R_1-R_{g2} fällt und damit auch U_{g2} , wodurch ein verstärkter, positiver Spannungstoß über C_k auf R_{g1} rückgekoppelt wird und der Multivibrator wieder in den Ruhezustand kippt.

Die Ansprechempfindlichkeit der Impulsformer für Ratemeter läßt sich meistens variieren. Dies kann in der Schaltung (Abb. 2) z. B. durch Veränderung von U_k geschehen. Man erreicht damit eine einstellbare Diskriminatorschwelle, bei der Impulse ihrer Höhe nach sortiert oder Störsignale von Nutzsignalen getrennt werden können.

Die Verweilzeit des Impulsformers von Ratemetern wird häufig größer als die Auflösungszeit des Strahlungsdetektors gewählt. Damit wird die Zählung von Nachimpulsen vermieden und man erhält überdies einen von Exemplarstreuungen und Betriebsbedingungen des Detektors unabhängigen Korrekturfaktor für den Zählverlust. Für die Verweilzeit (T) des monostabilen Multivibrators ergibt sich angenähert [1]:

$$T = R_{g1} C_k \ln \frac{U_{g11}}{U_{g12}}, \quad (2)$$

wobei U_{g11} und U_{g12} die über R_{g1} stehenden Spannungen am Anfang und Ende der Verweilzeit bedeuten.

Bei üblichem Schaltungsaufbau des Impulsformers ist die Summe der Anstiegs-, Abfall- und Erholungszeit des Kippvorganges vernachlässigbar klein gegen die Verweilzeit. Der

durch den Impulsformer verursachte Zählverlust errechnet sich dann wie für eine Anordnung, bei der Ereignisse, die während der Totzeit (T) stattfinden, nicht gezählt werden, die aber auch keine Verlängerung der Totzeit bewirken. Hierfür gilt:

$$m = \frac{m'}{1 - m'T}, \quad (3)$$

worin m die tatsächliche und m' die infolge der Totzeit mit einem Zählverlust gemessene Impulsrate bedeutet.

Die Impulsamplitude kann bei vorgegebener Speisespannung und nach Wahl des Anodenwiderstandes aus der in das I_a - U_a -Kennlinienfeld eingetragenen Widerstandsgeraden als Differenz der zugehörigen Anodenspannungen für $U_{g2} = 0$ und $U_{g2} = U_{sp}$ entnommen werden.

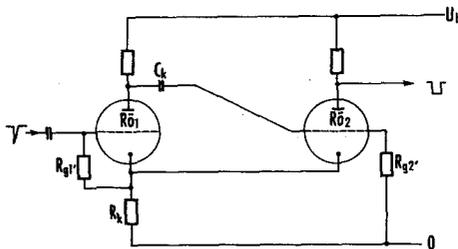


Abb. 3: Kathodengekoppelter Impulsformer.

Abb. 3 stellt einen kathodengekoppelten, monostabilen Multivibrator dar. Seine Wirkungsweise ist der des anodengekoppelten Impulsformers ähnlich, jedoch wird hier der zweite Kopplungsweg von dem gemeinsamen Kathodenwiderstand R_k gebildet. Dadurch wird eine rückwirkungsfreie Trennung des Ausgangssignals vom Eingang erzielt und die Gegenkopplung über R_k hat eine Stabilisierung der Ausgangsamplitude zur Folge. Wegen dieser Vorteile wird die Schaltung häufig für Impulsformer in Ratemetern verwandt.

2.3 Der frequenzbewertende Diodenspeicherkreis

Wird einem Diodenspeicherkreis (Abb. 4a) ein rechteckiger, negativer Spannungsimpuls zugeführt, dessen Dauer lang gegenüber der sich aus der Kreiskapazität, dem Diodendurchflußwiderstand und dem Generatorwiderstand ergebenden Zeitkonstante ist, so wird an dem ursprünglich entladenen Kondensator C_2 eine Spannungszunahme von

$$\Delta U_{C_{21}} = U_0 \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

entstehen. Am Ende des Impulses sinkt die Spannung U_0 wieder auf null zurück und schließt damit die Punkte A und B kurz. Der Kondensator C_1 entlädt sich dann über D_1 , während die Diode D_2 das Entladen der von C_2 gespeicherten Ladungsmenge verhindert. Für die Spannungszunahme an C_2 nach dem zweiten Impuls wird

$$\Delta U_{C_{22}} = (U_0 - U_{C_{21}}) \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

und für den n -ten Impuls ergibt sich ähnlich

$$\Delta U_{C_{2n}} = (U_0 - U_{C_{2n-1}}) \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (4)$$

Die an dem Kondensator C_2 herrschende Gesamtspannung U_{C_2} ist demnach ein Maß für die Anzahl der dem Diodenspeicherkreis zugeführten Impulse.

Das Verhalten der Anordnung läßt sich in dem Bereich für den $U_0 \gg U_{C_2}$ weitgehend linearisieren, wenn $C_1 \ll C_2$ ge-

wählt wird. Die sich unter diesen Bedingungen ergebende Ladungsmenge nimmt dann für jeden Impuls um die konstante Größe

$$q = U_0 C_1 \quad \text{zu.} \quad (5)$$

Um diese Anordnung anstatt zur Zählung der Impulszahl N für die Messung der Impulszahl/Zeitintervall m verwenden zu können, muß parallel zu C_2 ein Widerstand R geschaltet werden (Abb. 4b), der eine zeitabhängige Entladung des

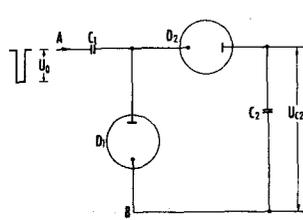


Abb. 4a: Diodenspeicherkreis.

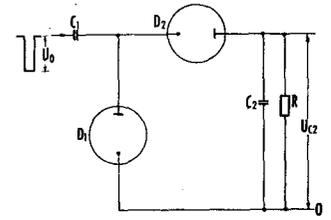


Abb. 4b: Frequenzbewertender Diodenspeicherkreis.

Speicherkreises bewirkt. Der bei einer Impulsfolge m durch den Widerstand R fließende Strom entspricht dann dem Gleichgewicht zwischen der dem Kondensator in der Zeiteinheit zugeführten und über den Widerstand R wieder abfließenden Ladungsmenge $m q$. Daraus ergibt sich

$$U_{C_2} = q m R = U_0 C_1 R m \quad (6)$$

Die Spannung U_{C_2} wird damit ein direktes Maß für die Impulsdichte m .

Aus Gl. (6) ergibt sich für die Auslegung der Impulsformerschaltung, daß eine auch bei Speisespannungsschwankungen konstante Ausgangsamplitude U_0 gewährleistet sein muß, während die Verweilzeit das Meßresultat nicht beeinflusst, solange T groß gegen die Zeit ist, die C_1 benötigt, um sich über den Generatorwiderstand R_g und den Diodendurchflußwiderstand R_d voll aufzuladen. Diese Bedingung kann als erfüllt angesehen werden, wenn

$$T > 6(R_g + R_d) C_1. \quad (7)$$

Auch die Kapazität des Kondensators C_2 geht nicht mit in die Gl. (6) ein und hat — unter der Voraussetzung $C_1 \ll C_2$ — keinen Einfluß auf das Meßergebnis. Um Schwankungen der Meßanzeige, entsprechend der statistisch verteilten Impulsfolge zu vermeiden, wird C_2 so groß gewählt, daß die durch die Zeitkonstante $R C_2$ bewirkte Dämpfung einen auswertbaren Mittelwert ergibt. Bei einem zugelassenen mittleren relativen Fehler F wird [2]

$$C_2 = \frac{1}{2 m R F^2}. \quad (8)$$

Wird der durch die Totzeit der Meßanordnung verursachte Fehler bei der Messung nicht berücksichtigt, so hat es keinen Sinn, F kleiner zu wählen als den Fehler, der ohnedies durch den Zählverlust bedingt ist.

R wird möglichst hochohmig gewählt, um die Verwendung von zu großen Kondensatoren zu vermeiden. Die obere Grenze des Widerstandswertes wird durch den maximal zulässigen Gitterableitwiderstand der folgenden Röhre und den parallel liegenden Isolationswiderstand der Schaltung bestimmt, der wesentlich höher als R sein muß, damit dessen Schwankungen keinen nennenswerten Einfluß auf das Meßergebnis haben.

Mit größer werdender Zeitkonstante steigt einerseits die Meßgenauigkeit, aber andererseits verlängert sich auch die Einstelldauer der Meßanzeige [3]. Für eine Änderung der Impulsdichte von m_1 auf m_2 errechnet sich die notwendige

Einstelldauer t_e , bis die Anzeige nur noch mit dem in Gl. (8) eingesetzten Fehler F behaftet ist, zu

$$t_e = 0,5 RC_2 \ln \left[\frac{2(m_2 - m_1)^2}{m_2} RC_2 \right]. \quad (9)$$

Für Ratemeter, die bei einer vorgegebenen Impulsdichte Warn- oder Regelanlagen auslösen sollen, muß die Einstelldauer möglichst niedrig gehalten werden. Man strebt daher bei der Wahl der Dämpfungskonstante RC_2 , die unter den gegebenen Verhältnissen günstigste Kompromißlösung zwischen Meßgenauigkeit und Einstelldauer an.

2.4 Der Meßverstärker

2.4.1 Linearer Skalenverlauf

Zur Auswertung der in dem frequenzbewertenden Diodenspeicherkreis enthaltenen Information wird entweder ein hochempfindliches Gleichspannungsinstrument in Reihe oder ein Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter parallel zu R geschaltet. Für das Röhrenvoltmeter kommen alle üblichen Schaltungen in Frage, die sich durch gute Nullpunkt Konstanz, hohen Eingangswiderstand und weitgehende Linearität auszeichnen und deren Ausgang den Eingangsbedingungen der nachfolgenden Registriergeräte angepaßt ist. Durch Gegenkopplung des Röhrenvoltmeter-Ausganges auf den Diodenkreis, dessen Spannungszunahme per Einheitsimpuls mit steigendem U_{C_2} kleiner wird, läßt sich meist zusätzlich eine wesentliche Verbesserung des linearen Verhaltens der gesamten Meßanordnung erreichen.

2.4.2 Nichtlinearer Skalenverlauf

Bei Kontroll- und Überwachungsaufgaben muß in vielen Fällen mit Zählratenänderungen gerechnet werden, die sich über mehrere Dekaden erstrecken können. Hierfür sind sowohl Ratemeter mit automatischer Meßbereichumschaltung als auch solche mit logarithmischem oder quasilogarithmischem Skalenverlauf entwickelt worden.

Als logarithmische Wandler stehen zunächst alle Anordnungen zur Verfügung, die eine lineare Spannungs- oder Stromänderung im logarithmischen Maßstab zur Anzeige bringen. Abb. 5 zeigt das Prinzip eines Drehspulinstrumentes,

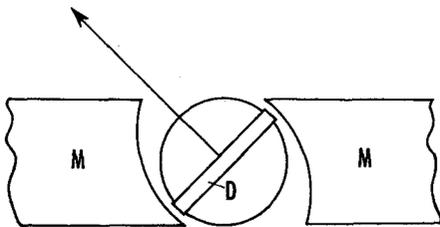


Abb. 5: Drehspulinstrument mit nicht linearer Anzeige.

bei dem der Drehwinkel der Drehspule D eine nichtlineare Funktion des Drehspulstromes ist. Bei entsprechender Form der Magnetpole M gelingt es, den Meßbereich logarithmisch bis über etwa 2 Dekaden zu strecken.

Es werden auch Kompensationsschreiber hergestellt, bei denen der abgefahrene Abgleichwiderstand logarithmisch über die Laufstrecke verteilt ist. Handelsübliche logarithmische Kompensationsschreiber haben im allgemeinen Meßbereiche, die mehrere Dekaden umfassen und wegen ihrer hohen Eingangsempfindlichkeit leicht an lineare Ratemeter angepaßt werden können.

Quasilogarithmische Anzeigen lassen sich mit der Schaltung nach Abb. 4b für den Bereich erreichen, in dem die Spannung U_{C_2} nicht mehr gegen U_0 zu vernachlässigen ist [4]. Für die-

sen Fall wird die dem Kondensator C_2 per Einheitsimpuls zugeführte Ladungsmenge

$$q = (U_0 - U_{C_2}) C_1. \quad (10)$$

Für m Impulse in der Sekunde wird bei Gleichgewicht zwischen zu- und abgeführter Ladungsmenge/Zeiteinheit

$$U_{C_2} = \frac{U_0 m R C_1}{1 + m R C_1}. \quad (11)$$

Abb. 6 zeigt eine von Cooke-Yarborough angegebene Schaltung, die aus mehreren solchen nicht linearen Diodenkreisen besteht. Bei geeigneter Wahl der Zeitkonstanten $R_1 C_1, R_2 C_2, \dots, R_n C_n$ und hinreichender Anzahl von Kreisen läßt sich eine für die meisten praktischen Erfordernisse genügend genaue und von der Röhrencharakteristik unabhängige logarithmische Anzeige erzielen.

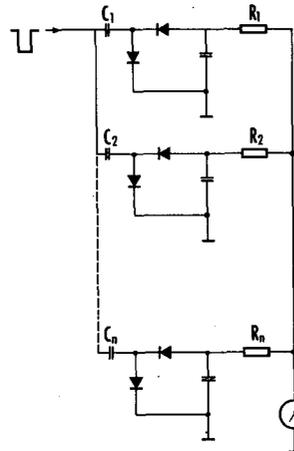


Abb. 6: Cooke-Yarborough-Schaltung für logarithmische Frequenzmessung.

Viele Schaltungen machen von der logarithmischen Beziehung zwischen der negativen Anodenspannung und dem Anodenstrom von Dioden oder dem ähnlichen Verhalten zwischen Gitterstrom und Anodenstrom bei Trioden Gebrauch [5]. Bei geeigneten Betriebsspannungen erreicht man mit Trioden Meßbereiche, die sich über etwa 8 Dekaden erstrecken [6]. Der Nachteil aller auf der logarithmischen Charakteristik von Vakuumröhren beruhenden Anordnungen besteht in der weitgehenden Abhängigkeit der Anzeige von der Kathodentemperatur und von den — sich mit der Betriebsdauer ändernden — Röhreneigenschaften.

Quasilogarithmische Anzeigen ergeben sich auch mit einer Kette von monostabilen Multivibratoren gleicher Amplitude, deren Verweilzeit sich jeweils um den Faktor 10 unterscheiden. Die Ausgangsspannungen der Multivibratoren erzeugen in einem Gleichstrominstrument einen Strom, dessen Mittelwert angenähert eine logarithmische Funktion der Impulsrate ist.

Endlich werden auch Halbleiterdioden für die logarithmische Anzeigewandlung von Ratemetern verwandt. Wegen der starken Temperaturabhängigkeit solcher Anordnungen werden die Dioden meist in Schutzhüllen untergebracht, deren Innentemperatur thermostatisch kontrolliert ist.

(Eingegangen am 5. 4. 1961)

Literatur

- [1] Funktechnische Arbeitsblätter, Os 31 (1951)
- [2] Schiff, I., R. D. Evans: Rev. Scientific Instr. Bd. 7 (1936), S. 456
- [3] Löw, J.: Elektronische Rundschau (1958), Nr. 11, S. 397
- [4] Cooke-Yarborough, E. H., und E. W. Pulsford: Proc. IEE, Pt. II (1951), S. 196
- [5] James, W. G.: ORNL-413 (1949)
- [6] Chao, S. K.: Rev. Scientific Instr. Bd. 30 (1959), S. 1087.