

**KERNFORSCHUNGSZENTRUM
KARLSRUHE**

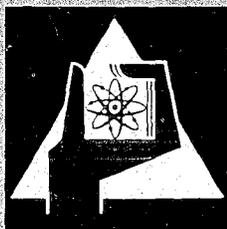
Juli 1968

KFK 558

Institut für Angewandte Kernphysik

Ein Präzisionsimpulsgeber mit 10 ppm Linearität und Stabilität

F. Horsch



GESELLSCHAFT FÜR KERNFORSCHUNG M. B. H.

KARLSRUHE

Kernforschungszentrum Karlsruhe

Juli 1968

KFK 558

Institut für Angewandte Kernphysik

Ein Präzisionsimpulsgeber mit 10 ppm
Linearität und Stabilität

von

F. Horsch

Gesellschaft für Kernforschung m.b.H., Karlsruhe

Zusammenfassung

Um die Möglichkeiten, die das Auflösungsvermögen von Halbleiterzählern bietet, voll ausnutzen zu können, ist es notwendig, Verstärker und ADC digital zu stabilisieren und die Kanal-Energie-Beziehung sorgfältig auf Nichtlinearitäten des Spektrometersystems zu korrigieren. Für diesen Zweck wurde ein Präzisionsimpulsgeber entwickelt, der eine Linearität von ± 10 ppm und eine Stabilität von ≤ 10 ppm/ $^{\circ}$ C hat. Die wichtigsten Komponenten des Gerätes sind eine Zenerdiodenreferenz, in der die Diode in einem temperaturstabilen Ofen bei 65° C untergebracht und gegen Versorgungsspannungsschwankungen kompensiert ist, ein Kelvin Varley Präzisionsspannungsteiler (Abb. 1) und ein chopperstabilisierter Operationsverstärker als Impedanzwandler. Besondere Sorgfalt wurde bei der Auslegung der Schaltung darauf verwandt, daß Unvollkommenheiten der Bauteile, Kontaktwiderstände und Kontaktthermospannungen keinen nennenswerten Einfluß auf die Stabilität des Impulsgebersignals haben können. In einem vierwöchigen Test blieb die Gleichspannung vor dem Quecksilberrelais auf ± 5 ppm stabil. Ein Vergleich der geteilten Gleichspannungen vor dem Quecksilberrelais von zwei Impulsgeberexemplaren ergab eine relative Nichtlinearität von $< \pm 5$ ppm. Drei Verfahren zur Korrektur eines Impulshöhenspektrums auf Nichtlinearitäten des Spektrometersystems mit Hilfe des Präzisionsimpulsgebers werden beschrieben. Weitere Anwendungsmöglichkeiten werden angegeben.

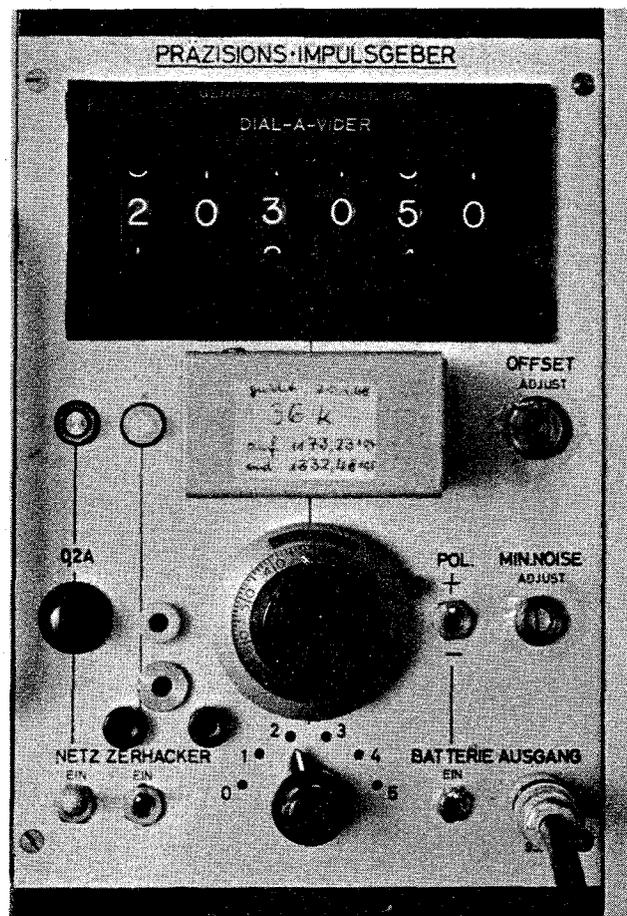


Abb. 1 Frontansicht des Präzisionsimpulsgebers

1. Zweck und Aufgabenstellung

Die Spektroskopie mit Halbleiterdetektoren ermöglicht eine Präzision in der Energiebestimmung, wie sie vor einigen Jahren noch für unerreichbar gehalten wurde. Voraussetzung dafür ist ein ultralineaes und ultrastabiles Analysiersystem. Vom Auflösungsvermögen her und unter Ausnutzung moderner Computeranalyseverfahren erscheint eine Genauigkeit von 10 bis 100 eV bei 2 MeV im Bereich des Möglichen [1]. Da beim gegenwärtigen Stand die ADCs und auch die Verstärker eine entsprechende Linearität bei weitem nicht erreichen, müssen die Nichtlinearität des elektronischen Systems mit Hilfe eines möglichst engen Liniennrasters sorgfältig bestimmt und die Spektren darauf korrigiert werden. In wenigen Energiebereichen kann dies mit radioaktiven Eichpräparaten geschehen. Im allgemeinen jedoch besteht diese Möglichkeit nicht, so daß nur ein ultralineaerer Impulsgeber hier helfen kann.

Eine Stabilität des Analysiersystems, welche die zitierte Genauigkeit insbesondere bei Langzeitexperimenten ermöglicht, ist ohne eine Servostabilisierung, die sowohl die Nulllinie als auch die Verstärkung festhält, nicht zu erreichen. Der Stabilisierungsprozess erfordert eine Referenzlinie, die im allgemeinen Fall durch eine natürliche im Spektrum vorkommende, oder auch eingeblendete, Linie verwirklicht werden kann. Die Verwendung einer ultrastabilen Impulsgeberlinie hat demgegenüber mehrere Vorteile:

1. Die Impulsgeberlinie kann jede beliebige Stelle im Spektrum einnehmen.
2. Außerhalb der Impulsgeberlinie wird kein Untergrund erzeugt.
3. Mit Hilfe eines Markierungsimpulses kann die Speicherung der Impulsgeberimpulse verhindert werden.
4. Bei Mehrparameterexperimenten mit kleiner Zählrate ist die Stabilisierung auf eine Linie im Koinzidenzspektrum gar nicht möglich. Dort können die einzelnen ADCs durch Markierungsimpulse für die Impulsgeberlinie sensibilisiert werden.

Ein Impulsgeber erweist sich noch für folgende Aufgaben als besonders nützlich:

1. Fehlersuche in einem komplizierten impulsformenden Verstärkersystem, wie es in der Halbleiterspektroskopie benutzt wird.
2. Koinzidenzabgleich von Mehrparameterexperimenten.
3. Optimalisierung der Verstärkerzeitkonstanten für eine vorgegebene Zählrate in einem hochauflösenden Halbleiter-Spektrometersystem.

2. Prinzipieller Aufbau des Präzisionsimpulsgebers

Die wichtigsten Komponenten des Gerätes sind (Abb. 2):

1. Ein selbststabilisierender Zenerdiodenkreis, bei dem die Zenerdiode in einem temperaturkonstanten Ofen untergebracht ist.
2. Ein extrem linearer hochohmiger Widerstandsteiler mit sechs Dekaden.
3. Ein chopper-stabilisierter Operationsverstärker als hochkonstanter Impedanzwandler.

Eine Grobeichung mit einem steckbaren, vom Experimentator zu wählenden Serienwiderstand zum Spannungsteiler R_j ermöglicht zusammen mit der Feineichung die Justierung der Dekadeneinstellung in Einheiten der Energie.

Der Ausgangsimpuls wird durch Zerhacken der geteilten und niederohmigen Referenzspannung mit Hilfe eines Quecksilberrelais erzeugt und durch die Entladung der Kapazität C_R über den Spannungsteiler R_{T1} und R_{T2} geformt. Die Rückflanke des Impulses kann durch die Wahl eines anderen Wertes für C_R leicht modifiziert werden. Zweckmäßigerweise wird das Verbindungskabel zwischen dem Präzisionsimpulsgeber und einem ladungsempfindlichen Vorverstärker einseitig abgeschlossen, um Einflüsse des Kabels auf die Stabilität der übertragenen Impulse auszuschließen (siehe Abschnitt 3.8).

Die Impulsgebersignale erreichen über einen Koppelkondensator C_k den Eingang des Vorverstärkers. Für den Einsatz in der Gamma-spektroskopie mit Ge(Li)-Detektoren beträgt die erforderliche Ausgangsamplitude (mit $C_k = 0.6$ pF) etwa 100 mV / MeV [2]. In diesem Falle überdeckt der Präzisionsimpulsgeber einen Gammaenergiebereich von 125 keV bis 10 MeV. Unterhalb von 125 keV wird der Einfluß der Impedanzwandlerdrift größer als 10 ppm (siehe Tab. 1 und Abschnitt 3.4). Der Bereich 125 keV bis 10 MeV entspricht Impulsgebersignalen zwischen 12,5 mV und 1 V. Für den Einsatz in der Röntgenspektroskopie kann der äquivalente Energiebereich leicht durch die Wahl eines kleineren Koppelkondensators als 0.6 pF zu niederen Energien hin verschoben werden; für die Simulierung von Impulsen hochenergetischer Teilchen oder Spaltprodukte genügt die Wahl eines größeren Koppelkondensators.

Die endgültige Ausführung des Präzisionsimpulsgebers wird ein Flip-Flop-gesteuertes Quecksilberrelais enthalten und dadurch synchrone Markierungsimpulse liefern können. Zusätzlich wird die Möglichkeit vorgesehen, einen Impulsgeber von einem zweiten anzusteuern mit einer gewissen Zeitverzögerung, um z.B. mehrere Impulsgeber auf denselben ADC geben zu können. Die Wiederholfrequenz wird variabel sein.

Ein detailliertes Schaltbild gibt Abb. 3.

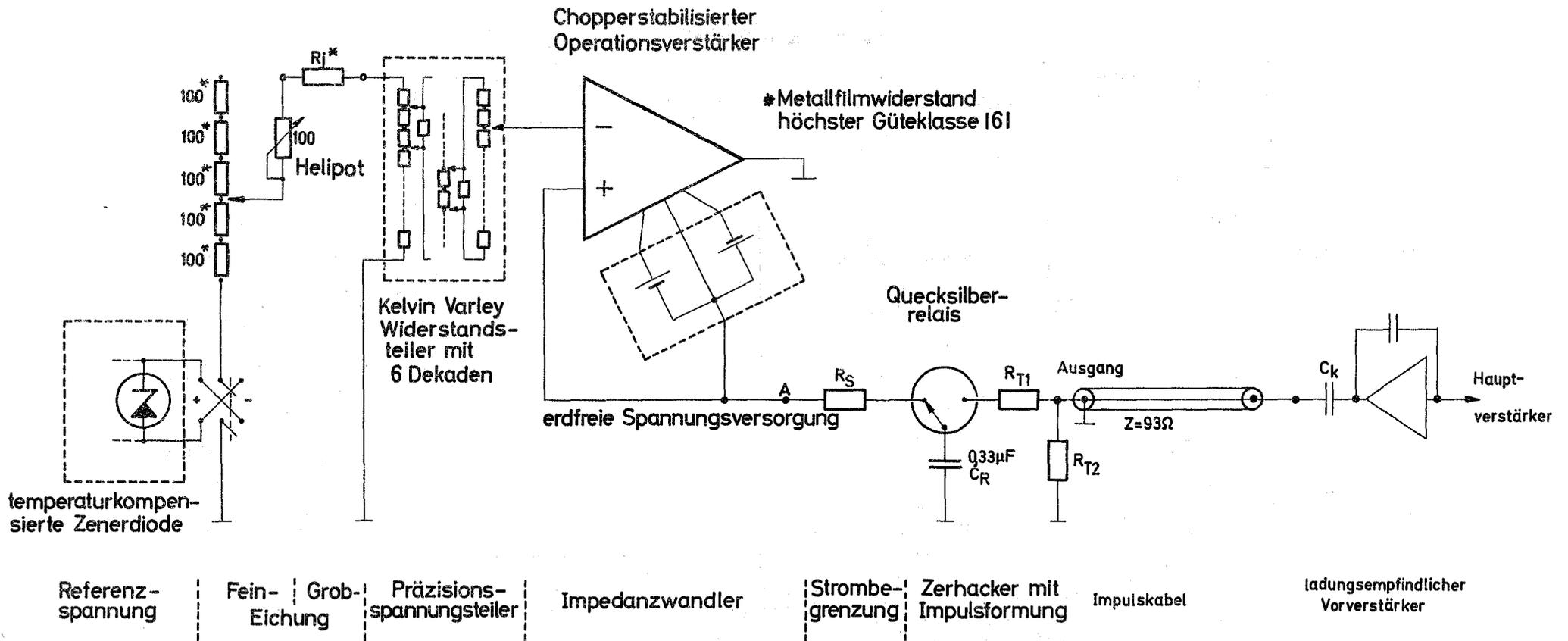


Abb.2: Blockschaltbild des Präzisionsimpulsgebers

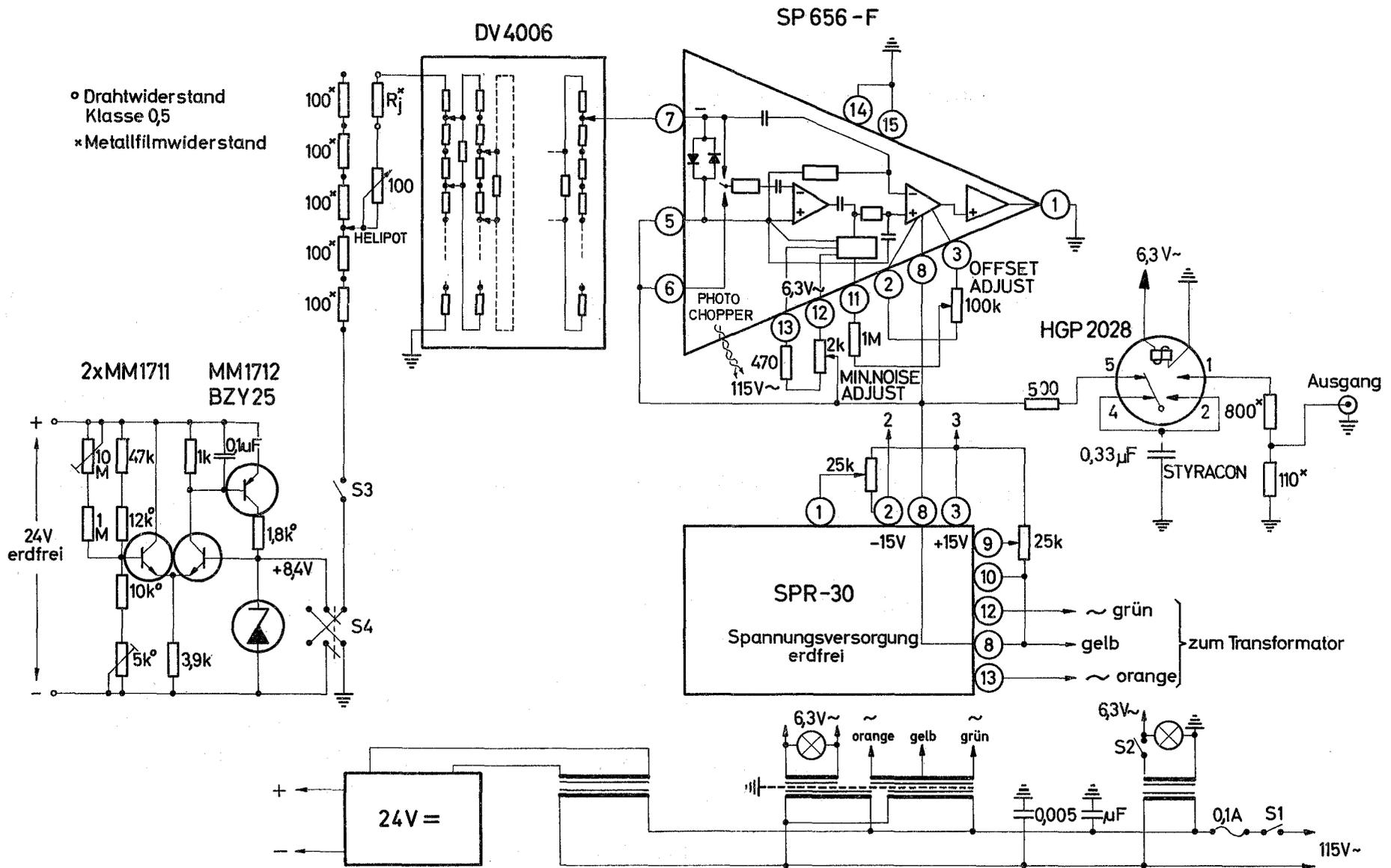


Abb.3: Detailschaltbild des Präzisionsimpulsgenerators

3. Genauigkeit der einzelnen Baugruppen des Präzisionsimpulsgebers

Im folgenden sollen einige der Überlegungen umrissen werden, die bei der Auslegung des Impulsgebers eine Rolle gespielt haben. Tabelle 1 faßt das Ergebnis übersichtlich zusammen.

3.1 Die Referenzspannung

Eine temperaturkompensierte Zenerdiode erzeugt die Referenzspannung von 8,4 V. Ihr Betriebsstrom wird durch eine in [3] empfohlene Serienstabilisierungsschaltung, in der die Zenerdiode selbst als Vergleichsspannungsquelle dient, konstant gehalten. Der Regelfaktor dieser Schaltung ist etwa 200. Da die 24 V-Netzkarte [4] ihrerseits einen Regelfaktor von > 2000 hat und die Netzspannung an den Meßplätzen üblicherweise schon auf $\pm 0,1\%$ vorstabilisiert ist, sollte der Einfluß von Versorgungsspannungsschwankungen auf die Referenzspannung viel kleiner als 1 ppm sein.

Erst nach einigen Tagen Betriebszeit erreicht die Zenerdiode ihre gute Langzeitkonstanz (Abb. 4). Vorsichtshalber wurde jede Zenerdiode vor dem Einbau mindestens 2 Monate lang unter Betriebsbedingungen gealtert.

Die Temperaturempfindlichkeit der BZY-25 beträgt nach Angaben des Herstellers

Betriebsstrom	Umgebungstemperatur	Temperaturkoeffizient
5 mA	25 °C	$< + 10 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$
5 mA	65 °C	$\pm 1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$

Da vermutlich ein großer Teil des gemessenen integralen Temperaturenganges (Tab. 2) von der Zenerdiode verursacht wird, wird diese in der neueren Ausführung des Präzisionsimpulsgenerators in einen auf $(65 \pm 0,1) ^{\circ}\text{C}$ gehaltenen kleinen Ofen [5] eingebaut.

3.2 Die Fein- und Grobeichung

Entscheidend für die Wahl von 100Ω für das Helipot und damit für die fünf Serienwiderstände der Feineichung war die Forderung, daß eventuelle Sprünge des Helipotabgriffes von einer Windung zur anderen einen geringeren Einfluß als 10 ppm auf die Ausgangsspannung haben sollen. Das hier verwandte Helipot [6] hat einen Drahtwiderstand von $40 \cdot 10^{-5} \Omega/\text{Windung}$. Im ungünstigsten Falle ($R_j = 0$) sind das 4 ppm von $10 \text{ k}\Omega$ (= Eingangswiderstand des Kelvin Varley Widerstandsteilers). In die Langzeitkonstanz gehen ferner ein die Alterung

Tabelle 1

Berechnete Grenzwerte der einzelnen Impulsgeberkomponenten und ihr Einfluß auf die Ausgangsamplitude der Verstärkerkette

Parameter	Referenzspannung	Fein- u. Grobeichung	Spannungsteiler b)	Impedanzwandler	Impulsformerkapazität	Quecksilberrelais
Nichtlinearität			$\ll \pm 10 \text{ ppm}$	$\ll 1 \text{ ppm}$		
Drift pro Woche bei konstanter Temperatur	$< \pm 1 \text{ ppm}^{\text{a)}$	$\ll \pm 5 \text{ ppm}$	$\approx \pm 1 \text{ ppm}$	$\ll \pm 10 \text{ ppm}$ abhängig von der Ausgangsamplitude	$< \pm 10 \text{ ppm}$	$< \pm 3 \text{ ppm}$
Temperaturabhängigkeit	bei 25 °C: $< +10 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ bei 65 °C: $\pm 1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$	$\pm 1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$	$\approx \pm 1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$	$\ll \pm 1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$	$\ll -1,5 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$	$\ll -0,6 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$
Einfluß einer 1 %igen Versorgungsspannungsänderung	$\ll 1 \text{ ppm}$			vernachlässigbar		

a) gemessen; b) vom Hersteller garantiert

Tabelle 2

Typische Grenzwerte des Präzisionsimpulsgebers am Ausgang des Impedanzwandlers gemessen (Punkt A in Abb. 2)

Parameter	Einfluß auf die Ausgangsamplitude
Nichtlinearität a)	$\ll \pm 10 \text{ ppm}$
Relative Nichtlinearität (Abb. 5) von zwei Impulsgeberexemplaren integral	$< \pm 5 \text{ ppm}$
differentiell	$< \pm 25 \text{ ppm}$
Drift (in 4 Wochen bei konstanter Temperatur)	$\ll \pm 5 \text{ ppm}$
Temperaturabhängigkeit	+ 3 bis + 15 ppm/°C (ohne temperaturstabilen Ofen für die Zenerdiode)
Einfluß einer + 20 %igen Änderung der Netzspannung	$< + 5 \text{ ppm}$

a) aus Tab. 1

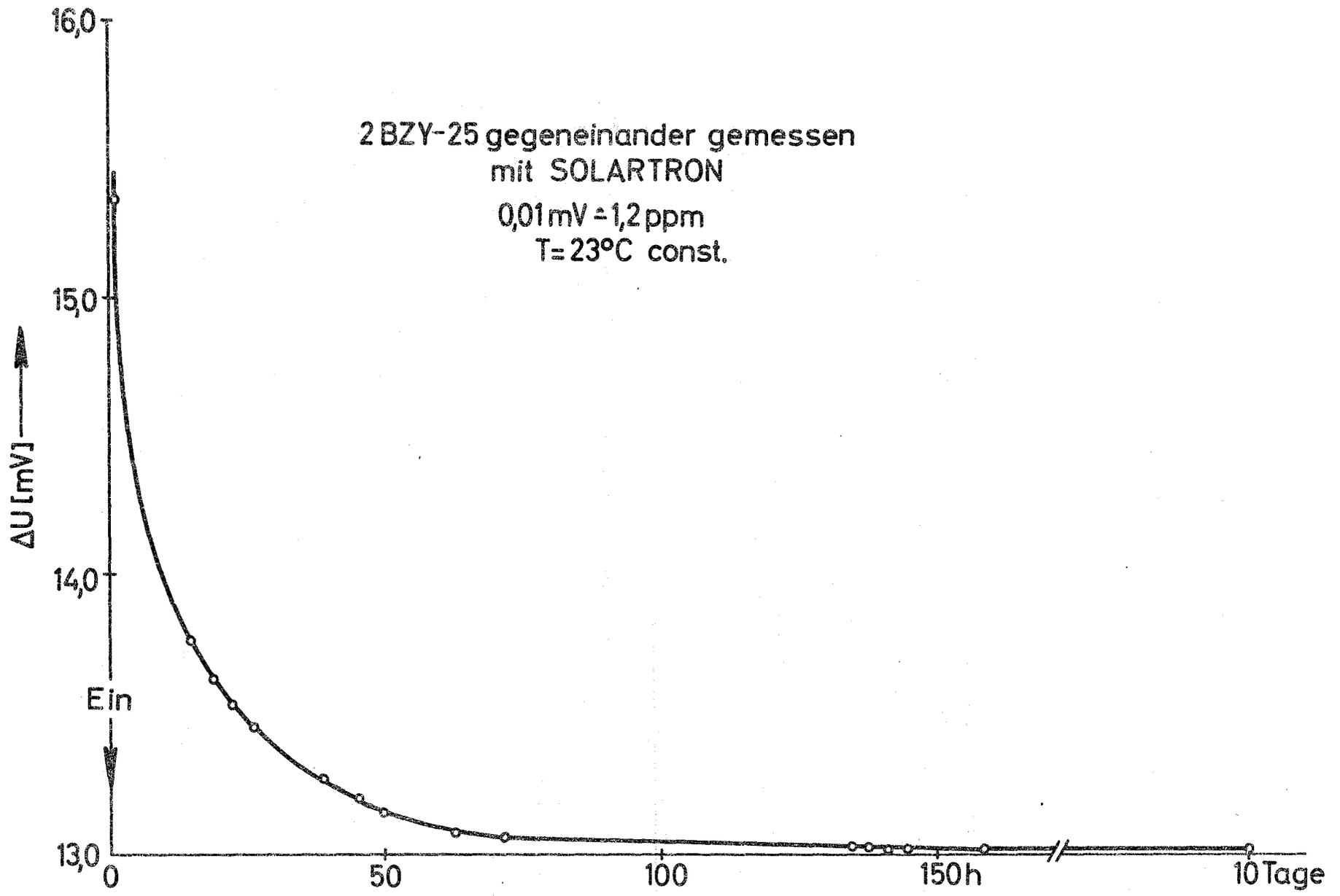


Abb.4: Typische Alterungscharakteristik der Zenerdiode BZY-25

der fünf 100Ω Serienwiderstände und des Grobabgleichwiderstandes R_j . Alle sind Metallfilmwiderstände höchster Güteklasse [7]. Der Einfluß ihrer Alterung auf die Ausgangsspannung ist vernachlässigbar klein (nach 1000 Betriebsstunden ≤ 1 ppm).

Die Temperaturkoeffizienten der genannten Widerstände liegen bei ± 1 ppm/°C für eine Umgebungstemperatur zwischen 0 °C und 60 °C.

3.3 Der Präzisionsspannungsteiler

Für den Spannungsteiler wurde die 6-stufige Kelvin Varley Widerstandsdekade DV 4006 von General Resistance gewählt. Ihre kompakte Bauweise und leichte Bedienbarkeit mit Hilfe je einer Rändelscheibe für jede Dekade sind für den Einbau in einen AEC-Einschub von Vorteil. Der Eingangswiderstand der Dekade ist konstant $10 \text{ k}\Omega$, wogegen der Ausgangswiderstand zwischen 0 und $15 \text{ k}\Omega$ variiert. Für die Linearität werden vom Hersteller $\leq \pm 10$ ppm garantiert.

Die Dekade ist aus ausgesuchten und gealterten Festwiderständen aufgebaut, so daß ihre Langzeit- und Temperaturstabilität pro °C in der Größenordnung von ± 1 ppm liegen dürfte.

3.4 Der Impedanzwandler

Die große Variation des Ausgangswiderstandes der Dekade erfordert für den Eingangswiderstand des Impedanzwandlers einen Wert von $\geq 1.5 \cdot 10^9 \Omega$. Diese Forderung erfüllt ein als "follower" geschalteter chopperstabilisierter Operationsverstärker. Der Eingangswiderstand einer solchen Stufe ist größer als $10^{12} \Omega$ [8]. Eine Nichtlinearität des Operationsverstärkers geht wegen der 100 %igen Gegenkopplung nur zu einem Bruchteil von $2 \cdot 10^{-8}$ ein, da die Leerlaufverstärkung $V = 5 \cdot 10^7$ ist.

Die chopperstabilisierte Ausführung hat gegenüber einem einfachen Operationsverstärker den Vorteil einer kleineren Spannungsdrift. Sie beträgt, bezogen auf den Eingang, $\leq 0.1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ bei 25 °C bzw. $\leq 1 \mu\text{V}/\text{Woche}$. Der letzte Wert beschränkt die Ausgangsspannung am Impedanzwandler, für die eine Stabilität von ≤ 10 ppm noch gewährleistet ist, nach unten auf 100 mV. Damit ist der dynamische Bereich des Präzisionsimpulsgebers auf $100 \text{ mV}/8.4 \text{ V} = 1/84$ festgelegt. Die absolute Lage dieses Bereiches kann unter Erhaltung des Signal-zu-Drift Verhältnisses mit dem Spannungsteiler, bestehend aus R_{T1} und R_{T2} , nach unten verschoben werden. Für den Einsatz des Impulsgebers in der Gamma-spektroskopie mit Ge(Li)-Detektoren wurde $R_{T2}/(R_{T1} + R_{T2}) = \frac{1}{8}$ gewählt, so daß die Ausgangsamplitude einen Bereich von 12,5 mV bis 1 V und damit einen äquivalenten Energiebereich von 125 keV bis 10 MeV (Ge) über-

deckt (für $C_k = 0.6$ pF und den in [2] beschriebenen Vorverstärker).

3.5 Die Aufladung des Impulsformer-Kondensators

Instabilitäten des Strombegrenzungswiderstandes R_s und des Impulsformer-Kondensators C_R gehen bei der Aufladung in die Stabilität des Impulsgebers nicht ein, wenn nur die Haltezeit des Quecksilberrelais viel größer ist als die Aufladzeitkonstante $R_g \cdot C_R$. In der vorliegenden Schaltung betrug die Haltezeit des Relais etwa 7 msec. Diese Zeit ist 42mal länger als die Zeitkonstante $R_g \cdot C_R = 167$ usec. Schon nach 12 Zeitkonstanten ist C_R auf < 10 ppm genau aufgeladen.

3.6 Die Impulsformung

Die Ausgangsimpulsform eines hochstabilen Impulsgenerators sollte keine komplexen Impulsformerstufen erfordern, welche die Ausgangsamplitude beeinflussen könnten. In dem Präzisionsimpulsgeber geschieht die Impulsformung durch die Entladung von C_R über $(R_{T1} + R_{T2})$. Mögliche Variationen der Rückflanke, bedingt durch eine Inkonzanz von C_R oder $(R_{T1} + R_{T2})$, beeinflussen die Amplitude des in einer Verstärkerkette gebildeten Spannungsimpulses nur zu einem Bruchteil. Der Impulsgeberimpuls kann für Zeiten, die viel größer als seine Anstiegszeit (< 6 nsec) sind, durch

$$U(t) = U_0 \cdot e^{-\frac{t}{T_R}} \quad \text{mit} \quad T_R = C_R \cdot (R_{T1} + R_{T2})$$

beschrieben werden. Dieses Signal wird parallel zum Detektorsignal in einen ladungsempfindlichen Vorverstärker [2] eingespeist und durchläuft vor der Impulshöhenanalyse noch einen Hauptverstärker [9] mit einfacher Integration und Differentiation. Für hochauflösende Gammaskopie mit Ge(Li)-Detektoren werden die beiden Zeitkonstanten im Hauptverstärker gleich gewählt zu $T_{Int} = T_{Diff} = 2$ usec. Es entsteht dadurch ein lang-

samer Ausgangsimpuls, der sein Maximum bei etwa $T_{max} = 2-3$ usec erreicht. Für den Einfluß auf den Verstärkerausgangsimpuls ist die Amplitudenstabilität des Impulsgebersignals an der Stelle $t = T_{max}$ maßgebend. Eine relative Änderung der Rückflanke des Impulsgeberimpulses $\frac{\Delta T_R}{T_R}$ beeinflusst also das Ausgangssignal

des Hauptverstärkers U näherungsweise zu

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{t}{T_R} \cdot \frac{\Delta T_R}{T_R} \quad t = T_{max.}$$

Die besten handelsüblichen Kondensatoren von der Größe des C_R haben eine garantierte Langzeitstabilität von nur $1 \text{ }^\circ/\text{oo}$ [10]. Aus diesem Grunde muß $T_R \geq 300 \text{ } \mu\text{sec}$ gewählt werden, damit der Einfluß der Kondensatorinstabilität auf die Verstärker-
ausgangsamplitude $< 10 \text{ ppm}$ bleibt.

3.7 Das Quecksilberrelais

Nach [11] kann sich der Übergangswiderstand der quecksilberbenetzten Kontakte bis zu $\pm 1 \text{ m}\Omega$ während der Lebensdauer eines Relais ändern. Ein solcher Übergangswiderstand bildet zusammen mit $(R_{T1} + R_{T2})$ einen Spannungsteiler und beeinflusst somit die Impulsamplitude zu $\pm 1 \text{ m}\Omega / (800 + 110)\Omega < \pm 2 \text{ ppm}$.

Das Relais ist so verschaltet, daß sich die Kontaktthermospannungen weitgehend kompensieren. Trotzdem baut sich zwischen den Anschlüssen 4 und 5 bzw. 2 und 1 noch eine Spannung von $3,5 \text{ } \mu\text{V}$ auf (für eine Kontakteinschaltdauer (duty cycle) von 35% [12]). Aus den Angaben des Herstellers geht hervor, daß die Kontakteinschaltdauer für das Relais HGP 2028 um maximal $\pm 0,8 \%$ variieren kann. Dies entspricht einer Variation der Thermospannung um $\pm 0,08 \text{ } \mu\text{V}$ und damit bei einer minimalen Nutzs-
spannung von 100 mV am Zerhacker $\leq \pm 0,8 \text{ ppm}$ Inkonstanz der Ausgangsamplitude. Die konstante Verfälschung der Ausgangsamplitude wird durch Justierung des Pegels am Operationsverstärker Ausgang korrigiert.

Die Kontaktthermospannung ändert sich um $- 0,06 \text{ } \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ mit der Umgebungstemperatur. Dies resultiert in einer Temperaturabhängigkeit der Ausgangsamplitude von $\leq - 0,6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

3.8 Das Impulskabel

Die Parallelschaltung von R_{T1} und R_{T2} bildet den Kabelabschluß für ein 93Ω -Kabel. Ein einseitiger Kabelabschluß hat den Vorteil, daß das Kabel nicht Teil eines Spannungsteilers ist, dessen Instabilitäten die Impulsamplitude beeinflussen würden.

3.9 Der Koppelkondensator

Da die Kapazität des Koppelkondensators C_K direkt in die Impulsamplitude eingeht, müssen an ihn besonders hohe Stabilitätsanforderungen gestellt werden. Handelsübliche Kondensatoren [13] von $0,6 \text{ pF}$ haben TK-Werte von etwa $100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Dies reicht auch bei Einbau von C_K in den Stickstoffkryostaten eines Ge(Li)-Detektors nicht aus, da die Temperatur des flüssigen Stickstoffs etwas vom atmosphärischen Druck [14] und dem Prozentsatz beigemischten Sauerstoffs abhängt. Im jetzigen Zustand ist die Instabilität des Koppelkondensators größer als die des Präzisionsimpulsgebers. Es werden z.Zt. Vorversuche zur Entwicklung eines hochstabilen Kondensators von ca. $0,6 \text{ pF}$ durchgeführt. Der angestrebte TK-Wert ist $1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Ein solcher Kondensator wäre auch noch als Rückkopplungskondensator im Vorverstärker [2] von Bedeutung.

4. Bestimmung der integralen Grenzwerte des Präzisionsimpuls- impuls- generators.

4.1 Die Linearität

Tabelle 1 zeigt, daß die Linearität des Impuls-
generators überwiegend von der Widerstandsdekade bestimmt wird. Da ein Referenzwiderstandsteiler mit genau bekannter Kennlinie nicht zur Verfügung stand, konnte die absolute Nichtlinearität nicht gemessen werden. Stattdessen wurde die relative Nichtlinearität zweier Impulsgeberexemplare am Ausgang des Impedanzwandlers (Punkt A in Abb. 2) gemessen. Das Ergebnis ist in Abb. 5 wieder-
gegeben, worin ΔU die mit einem Digitalvoltmeter [15] gemessene Spannungsdifferenz der beiden Testexemplare und U die bei beiden jeweils gleiche Dekadeneinstellung in Einheiten der Ausgangs-
spannung bedeuten. Es ergab sich eine integrale Abweichung von $< \pm 5$ ppm und eine differentielle Abweichung von $< \pm 25$ ppm (Tabelle 2).

Die Messung wurde in einem auf ± 1 °C temperaturstabilisierten Raum durchgeführt. Die Fehlerbalken in Abb. 5 enthalten vorwiegend Temperaturinstabilitäten des Digitalvoltmeters. Zu Beginn der Messung wurden die beiden Impulsgeber so justiert, daß $\Delta U = 0$ für die Dekadenstellung 900000 ($\hat{=} 7.56V$ mit $R_j = 0$) war.

4.2 Die Langzeitkonstanz

In einem vierwöchigen Test wurde die Stabilität der Ausgangs-
spannung an Punkt A mit Hilfe des Digitalvoltmeters gegen ein Weston-Normalelement [16] gemessen. Die Messung geschah wiederum in einem temperaturstabilisierten Raum. Für den genannten Zeit-
raum überschritten die aufgezeichneten Schwankungen nie ± 5 ppm.

4.3 Die Temperaturkonstanz

Die ebenfalls mit Hilfe des Digitalvoltmeters gegen das Weston-
Element gemessene Temperaturabhängigkeit lag für zwei Exemplare bei $+3$ und $+15$ ppm/°C. Lokales Erhitzen des Impulsgebers mit einem Föhn von verschiedenen Seiten bestärkte die Vermutung, daß der Hauptbeitrag dazu von der Referenzspannung, d.h. der Zenerdiode, kommt. Aus diesem Grunde wird die Referenzdiode bei den neueren Exemplaren des Impulsgebers in einen kleinen temperaturstabilen Ofen [5] eingebaut.

4.4 Stabilität gegen Versorgungsspannungsschwankungen

Eine Änderung der Netzspannung von 105 V auf 125 V bewirkt eine Erhöhung der Ausgangsspannung an A um weniger als 5 ppm.

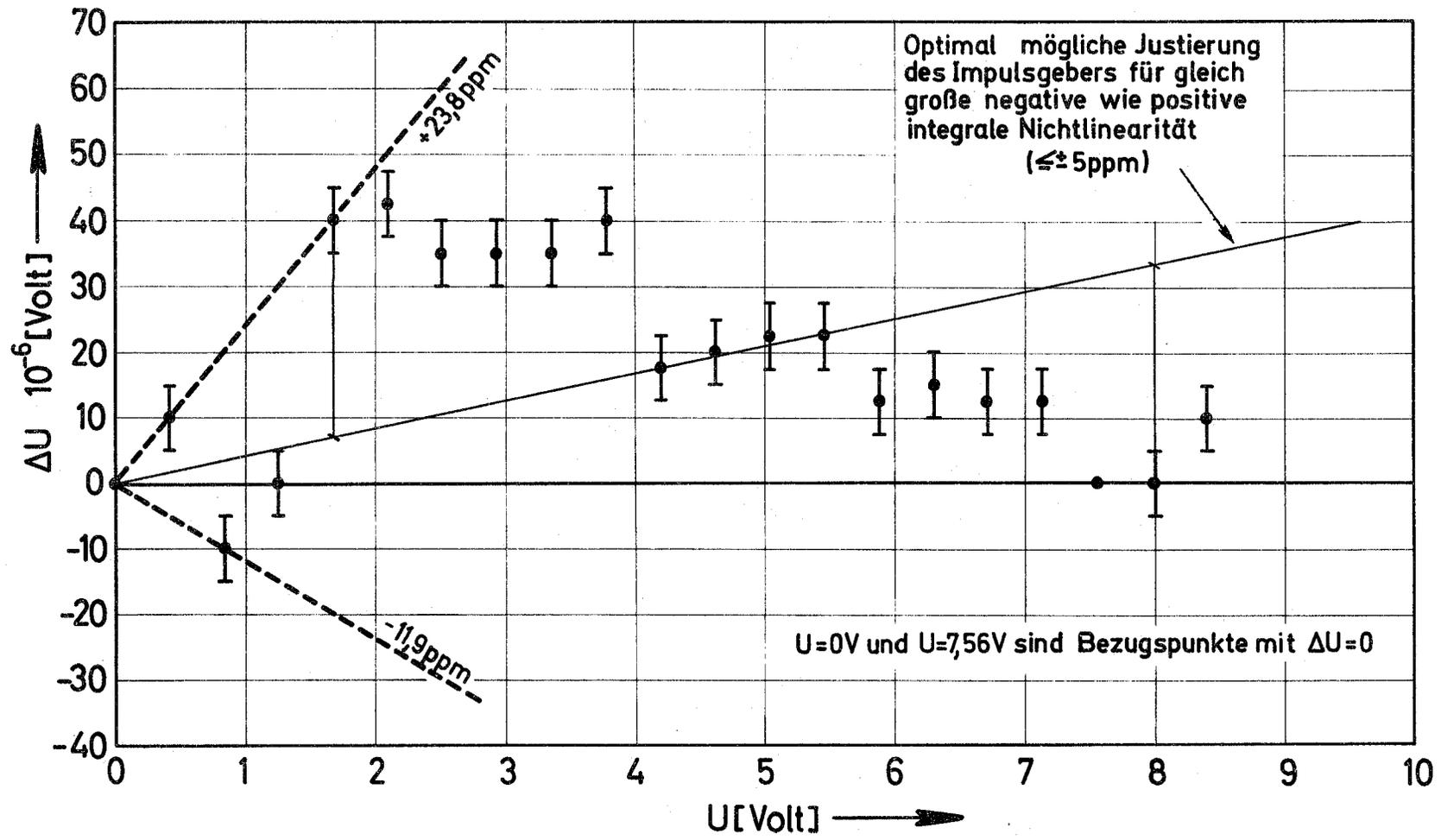


Abb.5: Relative Nichtlinearität zweier Impulsgeberexemplare

5. Anwendungen

Der Impulsgeber wurde als Hilfsmittel zur Eichung und Bestimmung der Nichtlinearität eines Ge(Li)-Spektrometersystems entworfen [17]. Seine endgültige Ausstattung wird ein Flip-Flop-gesteuertes Quecksilberrelais enthalten. Das Flip-Flop wird zusätzlich einen synchronen Markierungsimpuls liefern können, der für einige der unten beschriebenen Anwendungen eine Rolle spielt. Ein interner, das Flip-Flop anstoßender Oszillator wird es ermöglichen, die Impulsfolgefrequenz zu variieren und für den jeweiligen Verwendungszweck zu optimieren.

5.1 Eichung

Die Nichtlinearität der Verstärker und ADCs erfordert eine sorgfältige Eichung des Spektrometersystems mit Hilfe einer möglichst großen Anzahl von Referenzlinien in der Impulshöhenverteilung. In beschränkten Energiebereichen können dafür Spektrallinien von Eichpräparaten benutzt werden. Im allgemeinen Fall jedoch wird es nicht möglich sein, für das interessierende Energieintervall passende Eichlinien zu finden. Für die Gammaskopie mit Ge(Li)-Detektoren gibt es in dem Bereich zwischen 1.3 und 10 MeV nur einige wenige Gammalinien, deren Energie genügend genau bekannt ist, so daß sie als Eichlinien benutzt werden können. Der Präzisionsimpulsgeber ermöglicht die Interpolation oder Extrapolation der Energie auf jeden beliebigen Kanal der Impulshöhenverteilung.

Für das Verfahren der Eichung mit Hilfe des Präzisionsimpulsgebers gibt es viele von den übrigen Hilfsmitteln abhängige Möglichkeiten, von denen hier drei charakteristische Methoden skizziert werden sollen.

Die ersten beiden Methoden erfordern die vorhergehende Justierung des Impulsgebers in Einheiten der Energie (keV). Dazu werden zwei genügend weit voneinander entfernte, am besten den interessierenden Energiebereich begrenzende natürliche Eichlinien im Impulshöhenspektrum benötigt. Mit ihrer Hilfe wird der Nullpunkt ("offset adjust" in Abb. 3) und die Ausgangsspannung pro Energieeinheit (Grob- und Feinjustierung in Abb. 2) justiert.

Bei der ersten Methode wird die Lage von Spektrallinien ohne Hilfe eines Computers von Hand bestimmt. Dafür genügt es, die vorangehende Justierung des Impulsgebers nur durch optisches Aufeinanderlegen der Impulsgeberlinien auf die entsprechenden natürlichen Eichlinien in der Displaydarstellung eines Impulshöhenanalysators durchzuführen. Um eine brauchbare Genauigkeit zu erreichen, sollten die zu vergleichenden Linien mit Hilfe eines Diskriminators mit nachfolgendem Verstärker ("biased amplifier" [17]) auf eine ausreichende Zahl von Kanälen des Impulshöhenanalysators gespreizt werden.

Die zweite Methode benötigt als Datenerfassungssystem einen on-line Computer, der nun die Ortsbestimmung der Linien vornimmt und mit Hilfe von zwei Digital-Analogwandlern die Justierung des Impulsgebers durch Iteration durchführt. Diese Methode erlaubt eine schnelle

Auswertung der Spektren schon am Meßplatz mit hoher Präzision.

Für Fälle, wo ein on-line Computersystem nicht zur Verfügung steht, die Spektrumsanalyse jedoch off-line mit einer Rechenmaschine durchgeführt werden kann, empfiehlt sich die dritte Methode, die auf eine anfängliche Justierung des Impulsgebers ganz verzichtet. Dafür muß ein Eichspektrum erstellt werden, das am günstigsten folgende Form hat: Es sollte zwei möglichst weit voneinander entfernte natürliche Eichlinien enthalten, die möglichst eng von je zwei Impulsgeberlinien eingerahmt werden. Über den interessierenden Kanalbereich sollte je nach der Nichtlinearität des Spektroskopiersystems ein mehr oder weniger enges Raster von Impulsgeberlinien gelegt werden. Dieses Eichspektrum muß im allgemeinen Fall zusätzlich zum Meßspektrum aufgenommen werden, da das Einblenden einer so großen Zahl von Linien die Analyse des unbekanntes Spektrums stören würde.

Damit ein nicht konstanter Verlauf des Spektrums unter einer Impulsgeberlinie deren Lage nicht verfälscht, sollte die Linie gut über den Untergrund herausragen. Dies kann erreicht werden, wenn zur Aufnahme der Impulsgeberlinien der ADC nur für Impulsgeberimpulse mit Hilfe ihrer synchronen Markierungssignale geöffnet wird.

Das Rechenmaschinenprogramm berechnet zuerst mit Hilfe der vier natürlichen Eichlinien eng benachbarten Impulsgeberlinien die Zuordnung der Energie zur Einstellung der Widerstandsdekade des Impulsgebers. Mit dieser Zuordnung und dem Linienraster ist es sodann möglich, die Energie jedes Kanals zu berechnen. Diese Methode entbehrt der Unmittelbarkeit der beiden vorangegangenen Verfahren; sie dürfte dafür in den meisten praktischen Fällen die genaueste sein.

5.2 Stabilisierung

Der Impulsgeber kann selbstverständlich auch als Referenzimpulsquelle für die Servostabilisierung eines Analysiersystems eingesetzt werden. Eine Impulsgeberlinie hat gegenüber einer natürlichen Spektrallinie einige gewichtige Vorteile.

Die Impulsgeberlinie kann an jeden gewünschten Ort im Spektrum gelegt werden. Im Gegensatz zu einer natürlichen Linie wird außerhalb des eigentlichen Peaks kein Untergrund erzeugt, der das unbekanntes Spektrum verfälschen könnte. Wenn auch noch der Referenzpeak im Spektrum stören sollte, kann seine Speicherung leicht mit Hilfe des Markierungssignals verhindert werden. In Mehrparameterexperimenten ist die Zählrate meist so klein, daß die Stabilisierung auf eine Linie im Koinzidenzspektrum nicht möglich ist. In solchen Fällen kann das Impulsgebersignal mit Hilfe des Markierungsimpulses in den gewünschten ADC eingeblendet werden.

6.3 Fehlersuche und Systemprüfung

Bei Auftreten einer Störung in einem Spektrometersystem ist der Impulsgeber von allgemeinem Nutzen. Er ermöglicht die schnelle Verfolgung auch impulsformverändernder Fehler. Bei Mehrparameterexperimenten erlaubt das Einspeisen des Impulsgebersignals in alle Vorverstärker den Abgleich der Verzögerungszeiten und Koinzidenzen.

In einem Halbleiter-Spektrometersystem lassen sich detektor- und elektronikbedingte Beiträge zum Energieauflösungsvermögen durch Vergleich der Halbwertsbreite einer natürlichen Linie und der Impulsgeberlinie trennen. Zählrateneinflüsse spiegeln sich in der Breite und Form der Impulsgeberlinie wider, die zur sauberen Isolierung vom übrigen Spektrum mit Hilfe des Markierungssignals alleine im Impulshöhenanalysator gespeichert werden kann. Dies erlaubt eine schnelle und sichere Optimierung der Verstärkerzeitkonstanten für eine vorgegebene Zählrate.

Literaturverzeichnis

- [1] W. Michaelis und H. Küpfer, Nucl. Instr. and Methods 56 (1967) 181
- [2] U. Tamm, KFK 509 (1967)
- [3] INTERMETALL ITT Datenbuch 1967/68 BZY 25
- [4] LEM Karlsruhe Standard-Netzkarte
- [5] z.B. OVENAIRE Type C-103
- [6] Beckman Instruments Modell A
- [7] z.B. Rosenthal Vishay-Rig Type HFE 0809
- [8] PHILBRICK Researches Inc., Applications Manual, Second Edition 1966, Section III.33
- [9] z.B. ORTEC 410
- [10] z.B. SPRAGUE Styracon Folienkondensatoren, Type 114 P
- [11] CLARE - Bulletin 800 D2
- [12] CLARE - Bulletin 1000 - 2
- [13] z.B. ROSENTHAL keramischer Rohrkondensator NPO
- [14] Eine Änderung des atmosphärischen Druckes von 750 mm Hg auf 770 mm Hg bewirkt eine Temperaturerhöhung des flüssigen Stickstoffes um $0,2^{\circ}\text{C}$
- [15] SOLARTRON LM 1420.2
- [16] 1,019 V mit $5 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ TK
- [17] z.B. ORTEC 408