4. Aufbau eines Breitband-Pikoamperemeters

Nachdem bisher die Messung der δ-Elektronen mit Detektoren beschrieben wurde, wird in diesem Kapitel die integrale Strommessung der aus dem Target ausgelösten Elektronen behandelt (vgl. Abschnitt 2.2.2). Die erwarteten Ströme bei Verwendung des Feststofftargets am EDDA-Experiment liegen in der Größenordnung von Piko- bzw. Nanoampere. Dazu werden zunächst theoretische Überlegungen zur Messung kleinster Ströme und die Funktionsweise des Gerätes vorgestellt. Daran schließt sich eine Beschreibung des Meßaufbaus im Rahmen des EDDA-Experiments mit ersten Meßergebnissen an COSY an.

4.1 Messung von Strömen unterhalb 10^{-6} A

Die theoretische Grenze in der Auflösung bei Messungen elektrischer Größen ist gegeben durch das Rauschen der am Meßaufbau beteiligten Komponenten. Beim Widerstandsrauschen in einem Leiter (=Widerstand) entsteht durch die thermische Bewegung der Leitungselektronen ein zufälliger Ladungsfluß, der seinerseits in diesem Widerstand eine Rauschspannung hervorruft. Diese Spannung wird beschrieben durch [JOH28], [NYQ28]

$$U_{Th} = \sqrt{4kT\Delta f\, R} \qquad (4.1.1)$$

mit R : betrachteter Quellwiderstand
k : Bolzmannkonstante
T : Temperatur in Kelvin
Δf : interessierendes Frequenzband

In Analogie zur Rauschspannung läßt sich der Rauschstrom mit

$$I_{Th} = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R}} \qquad (4.1.2)$$

angeben. Dabei ist die Rauschleistung bei gleicher Bandbreite gleich groß und bis etwa 10^{12} Hz von der Mittenfrequenz unabhängig (vgl. Abschnitt 4.2).
Hieraus ergibt sich, daß bei Spannungsmessungen ein hoher Quellwiderstand die theoretische Auflösung erniedrigt und bei Strommessungen ein kleiner Quellwiderstand. Dieser Sachverhalt ist in Abb. 4.1 für einige Bandbreiten wiedergegeben. Speziell für die Strommessung ist zusätzlich der Bereich hervorgehoben, in dem der erwartete Widerstandswert der bedampften Targets für das EDDA-Experiment liegt (>1MΩ).
Legt man eine Bandbreite von 1 kHz und einen minimalen Quellwiderstand von 1 MΩ zugrunde, so beträgt nach Abb. 4.1 das Stromrauschen (und somit die theoretische Meßgrenze) etwa 4 pA. Bei einem Vollauschlag einer Pikoamperemeterskala von 100 oder 300 pA kann also die maximale Auflösung in dieser Betriebsart nur noch ca. 10^{-2} betragen. Kann allerdings je nach Anwendung die Bandbreite auf 1-10 Hz reduziert werden, so lassen sich theoretisch auch Strommessungen bis in den fA-Bereich durchführen.

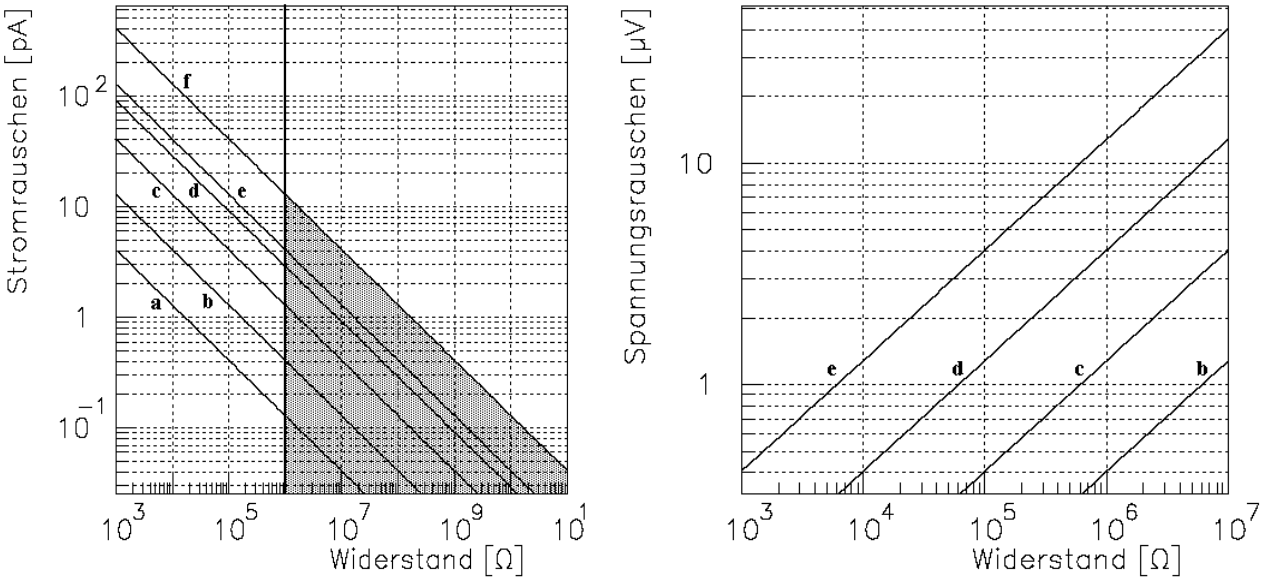

Abb. 4.1 : Thermisches Strom- und Spannungsrauschen bei verschiedenen Bandbreiten in Abhängigkeit vom Quellwiderstand

Linie : a - 1 Hz d - 500 Hz
b - 10 Hz e - 1 kHz
c - 100 Hz f - 10 kHz

Allgemein erreichen Digitalmultimeter bei Abtastraten von 1-5 Hz keine bessere Auflösung als einige nA. Deshalb sind für die Messung extrem kleiner Ströme speziell darauf ausgelegte Elektrometer oder Pikoamperemeter erforderlich. Handelsübliche Geräte erreichen dabei mit maximalen Abtastraten im Bereich von 1 Hz Auflösungen von einigen fA. Im Rahmen des EDDA-Experiments wird während der Beschleunigungsphase gemessen, die Meßintervalle liegen für eine Energieauflösung von wenigen MeV im Millisekunden-Bereich. Da aus diesem Grund eine Abtastrate von mindestens 1-2 kHz gefordert war, wurde ein entsprechendes Gerät konzipiert und aufgebaut.

4.2 Konzeptionierung

4.2.1 Grundlegende Amperemeterschaltungen

Für Strommessungen existieren zwei Basiskonzepte : das sogenannte Nebenschluß- (oder Shunt-) Amperemeter für „normale“ Messungen und das Rückkopplungs- (oder Feedback-) Amperemeter für „schnelle“ Messungen. Während Digitalmultimeter allgemein die Nebenschlußmethode verwenden, werden Pikoamperemeter und Elektrometer zur Strommessung in der Feedback-Architektur ausgelegt[1].

[1] Die Nomenklatur ist dabei die, daß ein Digitalmultimeter eine Antwortzeit von 0.1 bis 10 Hz besitzt, aber die theoretischen Grenzen aus Abb. 4.1 nicht annähernd erreichen kann. Ein Elektrometer ist ein sehr empfindliches Multimeter, das DC-Messungen bis nahe an die theoretische Grenze erlaubt. Ein Pikoamperemeter ist eine Elektrometerschaltung, die speziell auf Strommessungen hin optimiert ist und je nach Auslegung auch Wechselstrommessungen zuläßt.

Das Shunt-Amperemeter

Fügt man in den Eingang eines Voltmeters einen Nebenschlußwiderstand (Shunt) ein, so erhält man ein Amperemeter wie in Abb.4.2 dargestellt.

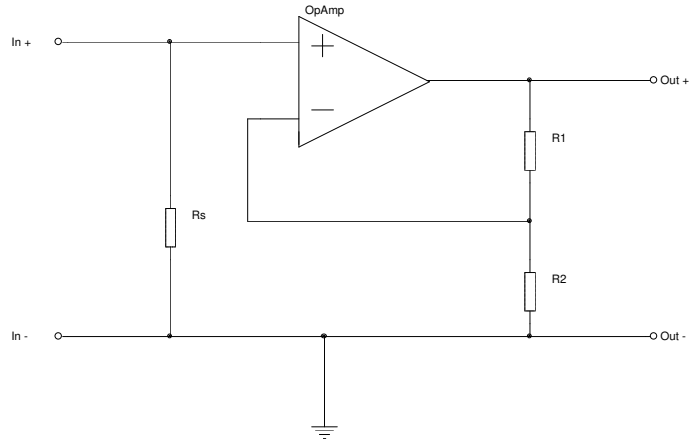

Abb. 4.2 : Amperemeter in Nebenschlußschaltung (Bezeichnungen siehe Gl. 4.1.3)

Der zu messende Strom I_Q fließt hier durch R_S, die Ausgangsspannung ergibt sich zu

$$U_a = I_Q R_s \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \tag{4.1.3}$$

mit U_a : Ausgangsspannung
I_Q : Strom der Quelle
R_S : Nebenschlußwiderstand
R_1 und R_2 zur Festlegung des Verstärkungsfaktors

Das Feedback-Amperemeter

Bei diesem Schaltungskonzept fließt der invertierte Eingangsstrom durch den Rückkopplungswiderstand R_r. In Abb. 4.3 ist der schematische Aufbau dargestellt.
Die Ausgangsspannung beträgt hier

$$U_a = - I_Q R_r \tag{4.1.4}$$

Wird die Rückkopplung ähnlich wie in Abb 4.2 zusätzlich über einen Spannungsteiler geführt, so ändert sich die Ausgangsspannung in

$$U_a = -I_Q R_r \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \tag{4.1.5}$$

Die Anstiegsgeschwindigkeit des Feedback-Amperemeters wird in erster Linie durch die Zeitkonstante begrenzt, die aus R_r und am Aufbau beteiligten Kapazitäten resultiert (vgl. Abschnitt 4.3). Zur Kompensation der Streukapazitäten C_s kann die Rückkopplung durch einen Pol ergänzt werden. Dabei müssen die Zeitkonstanten gleich gewählt werden :

$$R_k C_k = R_r C_s \tag{4.1.6}$$

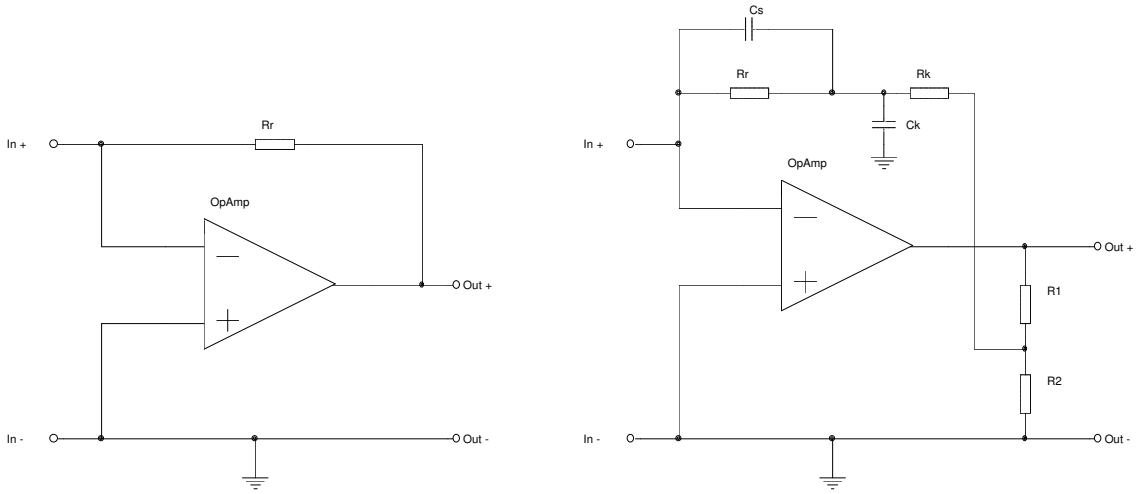

Abb. 4.3 : Amperemeter in Rückkopplungsschaltung
links : Minimalkonstellation gemäß Gl. (4.1.4)
rechts : erweiterte Rückkopplung und Kompensation der Streukapazitäten

Weitere Hinweise zur Auslegung des Amperemeters ergeben sich aus dem Thevenin-Theorem. Danach kann jedes beliebige Netzwerk mit zwei Anschlüssen durch eine Spannungsquelle und einen seriellen Widerstand, den sogenannten Äquivalentwiderstand beschrieben werden. Man trägt nun die erwarteten Meßgrößen und die gewünschte Auflösung in das Thevenin-Diagramm ein (Abb. 4.4).

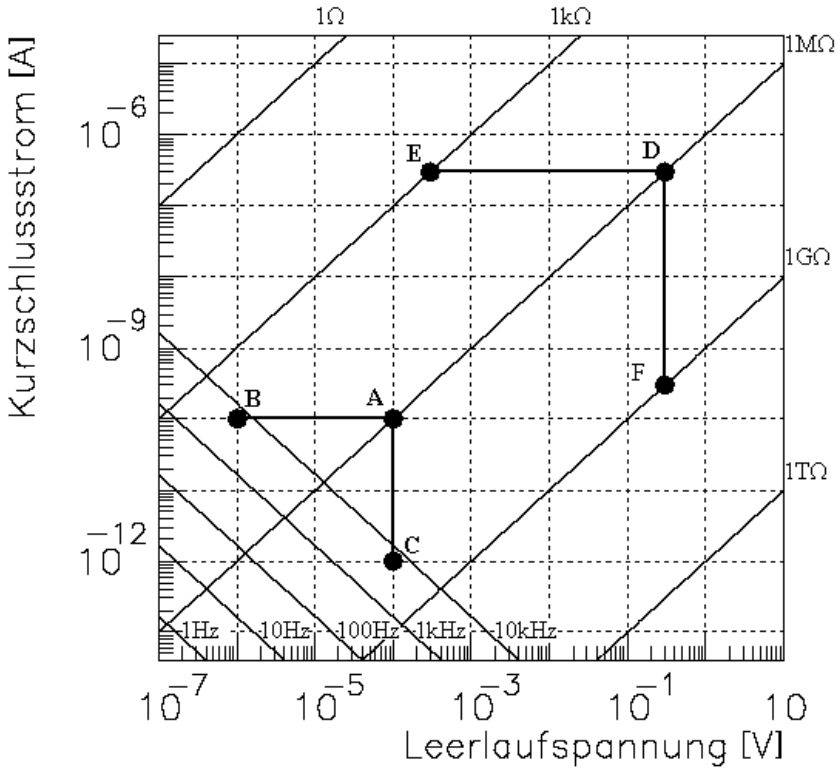

Abb. 4.4 : Thevenin-Diagramm für ein Target mit minimal 1 MΩ Widerstand.
Punkt A : Messung 100 pA bei 1 % Auflösung
Punkt D : Messung 300 nA bei 0.1 % Auflösung
Frequenzangaben : Thermischen Rauschen bei fester Bandbreite

Da der empfindlichste Meßbereich 100 pA sein soll, wird dieser Wert als Kurzschlußstrom angenommen. Mit einem Targetwiderstand von 1 MΩ beträgt die Leerlaufspannung 0.1 mV. Beide Werte ergeben den Ausgangspunkt A. Ist eine Auflösung von 1% gewünscht, so muß sowohl eine um zwei Zehnerpotenzen kleinere Leerlaufspannung (Punkt B) als auch ein entsprechend kleinerer Kurzschlußstrom (Punkt C) störungsfrei erfaßt werden. Für die Verschiebung der Spannung ergibt sich ein minimaler Äquivalentwiderstand von 10 kΩ, für den Strom erhält man einen maximalem Äquivalentwiderstand von 100 MΩ. Der erste Wert darf nicht merklich durch serielle Widerstände des Meßgerätes vergrößert, der zweite nicht durch parallele Leckwiderstände verkleinert werden. Trägt man zusätzlich das thermische Stromrauschen gemäß Gl. (4.1.2) ein, so kann für die gewünschte Auflösung eine maximale theoretische Bandbreite von etwa 1 kHz für den Meßbereich 100 pA abgelesen werden. In entsprechender Weise ist der Meßbereich 300 nA eingetragen (Punkte D-F). Man erkennt, daß eine Auflösung von 0.1 % nicht durch thermisches Rauschen verhindert wird. Allerdings werden die Anforderungen an die seriellen und parallelen Widerstände höher (1 kΩ bzw. 1 GΩ).

4.2.2 Rauschverhalten der Schaltung im Hinblick auf die praktisch erreichbare Auflösung

In unkritischen Schaltungen wird ein Operationsverstärker (OpAmp) oft als ideales Bauteil angesehen, das keine Störung an den differentiellen Eingängen hat und eine unendlich hohe Verstärkung bei allen betrachteten Frequenzen besitzt. Da aber in der vorliegenden Schaltung Ströme bis in den Bereich weniger Pikoampere gemessen werden, ist eine detaillierte Rauschbetrachtung unerläßlich. Dazu sollte man sich vor Augen halten, daß bei einer Strommessung mit einer Auflösung von 4 pA und einer Abtastzeit von 1 ms eine Ladung von $Q = \int I\,dt = 4 \cdot 10^{-12}\,A \cdot 10^{-3}\,s = 4 \cdot 10^{-15}\,C$ zur Verfügung steht, was einer Anzahl von etwa 25000 Elektronen pro Meßintervall entspricht. Für ein möglichst umfassendes Bild aller Störgrößen, die die Messung beeinflussen können, werden nachfolgend alle Beiträge zum Rauschen beschrieben, unabhängig von ihrer Größe bezüglich des Gesamtrauschens. Solche die Auflösung reduzierenden Beiträge können unterteilt werden in

- Widerstandsrauschen
- Rauschen durch den Verstärkerbaustein (hier Operationsverstärker)
- kapazitive Rauschanteile
- sonstige Störquellen, die nicht zwingend statistischer Natur sind

Grundlagen

Quantitativ lassen sich die Momentanwerte eines Rauschsignals nur statistisch erfassen. Sei $U_r(t)$ eine Rauschspannung unbegrenzter Dauer ohne Gleichspannungsanteil. Während der arithmetische bzw. lineare Mittelwert verschwindet, ergibt sich der quadratische Mittelwert oder Effektivwert zu

$$U_{eff} = \tilde{U}_r = \sqrt{\overline{U_r(t)^2}} = \sqrt{\lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} U_r(t)^2\,dt} \qquad (4.2.1)$$

Die Momentanwerte gehorchen einer Gaußschen Normalverteilung φ(x). Aus der Wahrscheinlichkeitsrechnung folgt, daß sich der Effektivwert von $U_r(t)$ aus φ(u) berechnen läßt :

$$\overline{U_r(t)^2} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} U_r{}^2\varphi(U_r)dU_r}{\int_{-\infty}^{+\infty}\varphi(U_r)dU_r} = \sigma^2 \qquad (4.2.2)$$

Der quadratische Mittelwert des Rauschsignals ist also gleich dem Quadrat seiner Standardabweichung. Durch Integration von Gl. (4.2.1) erhält man die Wahrscheinlichkeit dafür, daß der Betrag eines Momentanwertes $|U_r(t)_m|$ eine Grenze U_g überschreitet :

$$W(U_r) = 2\int_{U_g}^{\infty}\varphi(U_r)dU_r = 1-\frac{2}{\tilde{U}_r\sqrt{2\pi}}\int_0^{U_g} e^{\frac{-U_r^2}{2\tilde{U}_r^2}}dU \qquad (4.2.3)$$

Diesen Sachverhalt zeigt Abb. 4.5 für $U_g=U_{eff}$

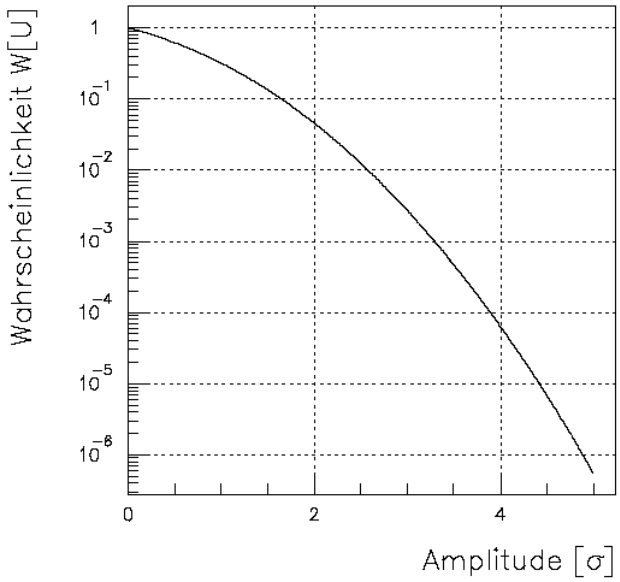

Abb. 4.5 : Wahrscheinlichkeit für Rauschamplituden in gaußverteiltem Rauschen

Danach können zwar im Prinzip innerhalb des Rauschsignales beliebig große Momentanwerte auftauchen, allerdings beträgt z.B. die Wahrscheinlichkeit dafür, daß ein Momentanwert von $3.5\cdot U_{eff}$ erscheint, nur noch weniger als 0.1 %. Aus Gl.(4.2.2) und der Normierungsbedingung $\int\varphi(x)dx = 1$ erhält man den zeitlichen Mittelwert von $|U_r(t)|$:

$$\overline{|U_r(t)|} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty}|U_r|w(U)dU}{\int_{-\infty}^{+\infty}w(U)dU} = 2\int_0^{\infty}U_r\cdot w(U)dU = \sigma\sqrt{\frac{2}{\pi}} \qquad (4.2.4)$$

Unter der Voraussetzung, daß die Rauschspannung gaußverteilt ist, gilt dann

$$\frac{\overline{|U_r(t)|}}{\tilde{U}_r} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \approx 0.798 \qquad (4.2.5)$$

Im Vergleich dazu beträgt der entsprechende Wert für Sinusspannungen $\frac{2}{\pi}\sqrt{2} \approx 0.9003$. Bei Rauschsignalmessungen mit Effektivwertmeßinstrumenten, die allgemein auf Sinusspannungen abgeglichen sind, ergibt sich somit ein um $\frac{0.798}{0.9003} \approx 0.886$ (entsprechend etwa 12% bzw 1.05dB) zu geringer Effektivwert. Besser wird zur Beobachtung des Rauschens ein Oszilloskop eingesetzt. Dabei sollte besonders bei digital abtastenden Geräten auf eine ausreichende Bandbreite geachtet werden, um alle Spitzenwerte sicher erfassen zu können.

Auswahl der Widerstände

Es gibt verschiedene Arten der technischen Realisierung ohmscher Widerstände. Der am meisten verwendete Typ ist der Kohleschichtwiderstand. Dieser besitzt einen stark temperaturabhängigen Widerstandswert und produziert, sobald ein Strom fließt, ein weit größeres Rauschen als das reine Widerstandsrauschen nach Gl. (4.2.1). Die entsprechenden Mechanismen sind in [ZIE54], [ROB74] beschrieben und sollen hier nicht weiter betrachtet werden. Beide Eigenschaften lassen diesen Typ wenig geeignet erscheinen für den Einsatz in den rauschempfindlichen Stufen eines Pikoamperemeters. Drahtwickelwiderstände haben diese Probleme nicht, lassen aber die benötigten z.T. sehr großen Widerstandswerte nicht zu. Schließlich sind noch Metallfilm- und Dickschichtwiderstände gebräuchlich, letztere bei Werten oberhalb von 1 MΩ. Diese Typen haben die oben genannten ungünstigen Eigenschaften nicht und sollten daher in den kritischen Verstärkerstufen Verwendung finden.

Eingangsstufe

Um die geforderte Bandbreite von mindestens 2 kHz zu erreichen und gleichzeitig Bereichsumschaltung sowie Ausgangspufferung zu ermöglichen , besteht das Pikoamperemeter aus insgesamt vier bzw. fünf aufeinanderfolgenden Verstärkerstufen (s. Anh. A), von denen allerdings nur die beiden ersten das Rauschverhalten merklich beeinflussen. Zunächst wird die erste Stufe, der eigentliche Strom-Spannungswandler, untersucht :

Für einen realen Operationsverstärker werden folgende Kenngrößen eingeführt [NÜH88]:

Eingangs-Biasstrom (I_B) : Mittel der Ströme in die beiden Eingänge, wenn der Ausgang ohne Last spannungslos ist.

Eingangs-Rauschspannung (e_n) : Spannungsrauschen am Eingang in einem spezifizierten Frequenzband, gemessen von Spitze zu Spitze.

Spannungsoffset (V_{OS}) : Spannung am Eingang des OpAmp, die am Ausgang ohne Rückkopplung eine Spannung von 0 Volt erzeugt.

Bandbreitenprodukt (GBWP) : Frequenz, bei der die Verstärkung A eines Kleinsignals durch einen OpAmp, der als Spannungsfolger arbeitet, um 3dB unter 1 abgesunken ist. (bzw. A=1 im open-loop-Betrieb)

Versorgungsspannungsunterdrückung (PSRR) : Das inverse Verhältnis einer Eingangsoffsetspannungsänderung zu einer Änderung in der Spannungsversorgung, angegeben in dB oder µV/V

Allgemein kann zwischen folgenden Rauschtypen unterschieden werden:

Widerstandsrauschen (auch Johnson-Rauschen, Nyquist-Rauschen, weißes oder thermisches Rauschen)
Dieser Rauschtyp wurde bereits kurz vorgestellt (Gl. (4.1.1)) : $U_{Th} = \sqrt{4kT\Delta f\, R}$.

1/f-Rauschen (auch rosa Rauschen, Funkel- oder Flicker-Rauschen)
Unterhalb etwa 1kHz ist dieser Rauschtyp umgekehrt proportional zur Frequenz, weshalb man von 1/f-Rauschen spricht. Bis zur sogenannten 1/f-Eckfrequenz ist $U_f = e_n \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \frac{1}{f} df}$ mit der spektralen Spannungsrauschdichte e_n bei 1 Hz, oberhalb der Eckfrequenz gilt $U_f = e_n' \cdot \sqrt{\Delta f}$ mit e_n' als der spektralen Rauschdichte im weißen Bereich. Der Vorgang entspricht Ladungstransporten bei RC-Netzwerken und entsteht durch Unregelmäßigkeiten im Halbleitermaterial, speziell im Bereich von Grenzflächen und Oberflächen. Der Effekt besitzt keine Temperaturabhängigkeit.

Schottky-Rauschen (auch junction noise oder Popcorn-Rauschen)
Bei einem Stromfluß durch Halbleitergrenzschichten entsteht sogenanntes Schottky-Rauschen, das empirisch mit $I_S = 5.7 \cdot 10^{-4} \sqrt{I_J \Delta f}$ bestimmt wird. Dabei bedeuten I_J den Grenzschichtstrom und Δf den interessierenden Frequenzbereich. Schottky-Rauschen erzeugt im OpAmp ein weißes Spannungsrauschen, das durch ungleichmäßige Ladungsaustauschvorgänge von Ladungsanhäufungen in den Sperrschichten hervorgerufen wird. Dieser Rauschtyp entsteht durch Schwermetallionen in den dotierten Schichten von Halbleitern. Er ist bei bipolaren Transistoren und OpAmps wegen der leitenden (niederohmigen) Basis-Emitter-Strecke stärker ausgeprägt als bei Feldeffekt-Transistoren.

Unter Berücksichtigung der oben genannten Rausch- und Kenngrößen gelangt man zu dem Ersatzschaltbild der Eingangsstufe in Abb. 4.6 :

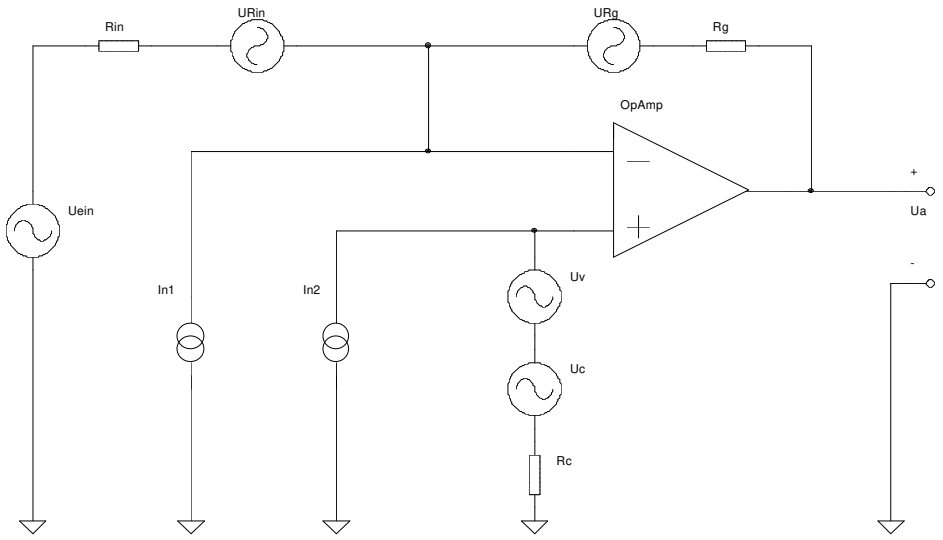

Abb. 4.6 : Ersatzschaltbild des Strom-Spannungswandlers (nach [ANA82]). Bezeichnungen gemäß Gl. (4.2.6) - (4.2.14)

Die Ausgangsspannung U_a ergibt sich zu

$$U_a = I_{ein} R_G + \sqrt{U_{R_{in}}{}^2 + U_{R_c}{}^2 + U_{R_G}{}^2 + U_V{}^2 + U_{n_1}{}^2 + U_{n_2}{}^2} \qquad (4.2.6)$$

für den Strom-Spannungswandler bzw.

$$U_a = U_{ein}\left(\frac{R_G}{R_{in}}\right) + \sqrt{U_{R_{in}}{}^2 + U_{R_c}{}^2 + U_{R_G}{}^2 + U_V{}^2 + U_{n_1}{}^2 + U_{n_2}{}^2} \qquad (4.2.7)$$

für den invertierenden Spannungsverstärker mit

$$U_{R_{in}} = \sqrt{4kT\Delta f R_{in}} \cdot \left(\frac{R_G}{R_{in}}\right) \qquad (4.2.8)$$

$$U_{R_c} = \sqrt{4kT\Delta f R_c} \cdot \left(1 + \frac{R_G}{R_{in}}\right) \qquad (4.2.9)$$

$$U_{R_G} = \sqrt{4kT\Delta f R_G} \qquad (4.2.10)$$

$$U_V = e_n\left(1 + \frac{Z_r}{Z_Q}\right) \quad \text{(Strom-Spannungswandler)} \qquad (4.2.11)$$

$$U_V = e_n\left(1 + \frac{R_G}{R_{in}}\right) \quad \text{(invertierender Spannungsverstärker)} \qquad (4.2.12)$$

$$U_{n_1} = I_{n_1} R_G \qquad (4.2.13)$$

$$U_{n_2} = I_{n_2} R_c\left(1 + \frac{R_G}{R_{in}}\right) \qquad (4.2.14)$$

Es bedeuten :
- U_{rin} : Rauschanteil Eingangswiderstand
- U_{rc} : Rauschanteil Kompensationswiderstand
- U_{rg} : Rauschanteil Gegenkopplungswiderstand
- U_V : Spannungsrauschen OpAmp
- I_{n1} : Stromrauschen invertierender Eingang
- I_{n2} : Stromrauschen nichtinvertierender Eingang
- U_{nx} : aus I_{nx} resultierende Spannung an den Eingängen, x=1,2

Da die hier betrachteten Größen unkorrelierte Rauschspannungen sind, wird ihre Summe durch geometrische Addition, also als Wurzel aus der Summe der Quadrate ermittelt. Falls vor dem Quadrieren Terme auftreten, die um den Faktor 10 oder mehr voneinander abweichen, kann der jeweils kleinere Term in der Regel vernachlässigt werden. Der dadurch entstehende Einzelfehler ist kleiner als 0.5%.
Das Verhalten der Anteile U_{Rin}, U_{Rg}, U_V und I_{n1} in Abhängigkeit von den Eingangs- und Gegenkopplungswiderständen ist für den Strom-Spannungswandler in Abb. 4.7 dargestellt. Als Bandbreite wurden 20 kHz angesetzt, da dies bei der vorliegenden Schaltung die Grenzfrequenz in den Filtern der nachfolgenden Stufen ist. U_{n2} und U_{Rc} sind Null, da in der Schaltung kein Kompensationswiderstand eingesetzt wurde (R_c=0).
Aus der Kurve des Spannungsrauschens und des Eingangsrauschens erkennt man, daß nur eine vergleichbar geringe Abhängigkeit des Gesamtrauschens bezüglich der äußeren Widerstände vorhanden ist. Das Stromrauschen steigt zwar linear mit dem Gegenkopplungswi-

derstand, ist aber von der absoluten Größe her zu vernachlässigen.

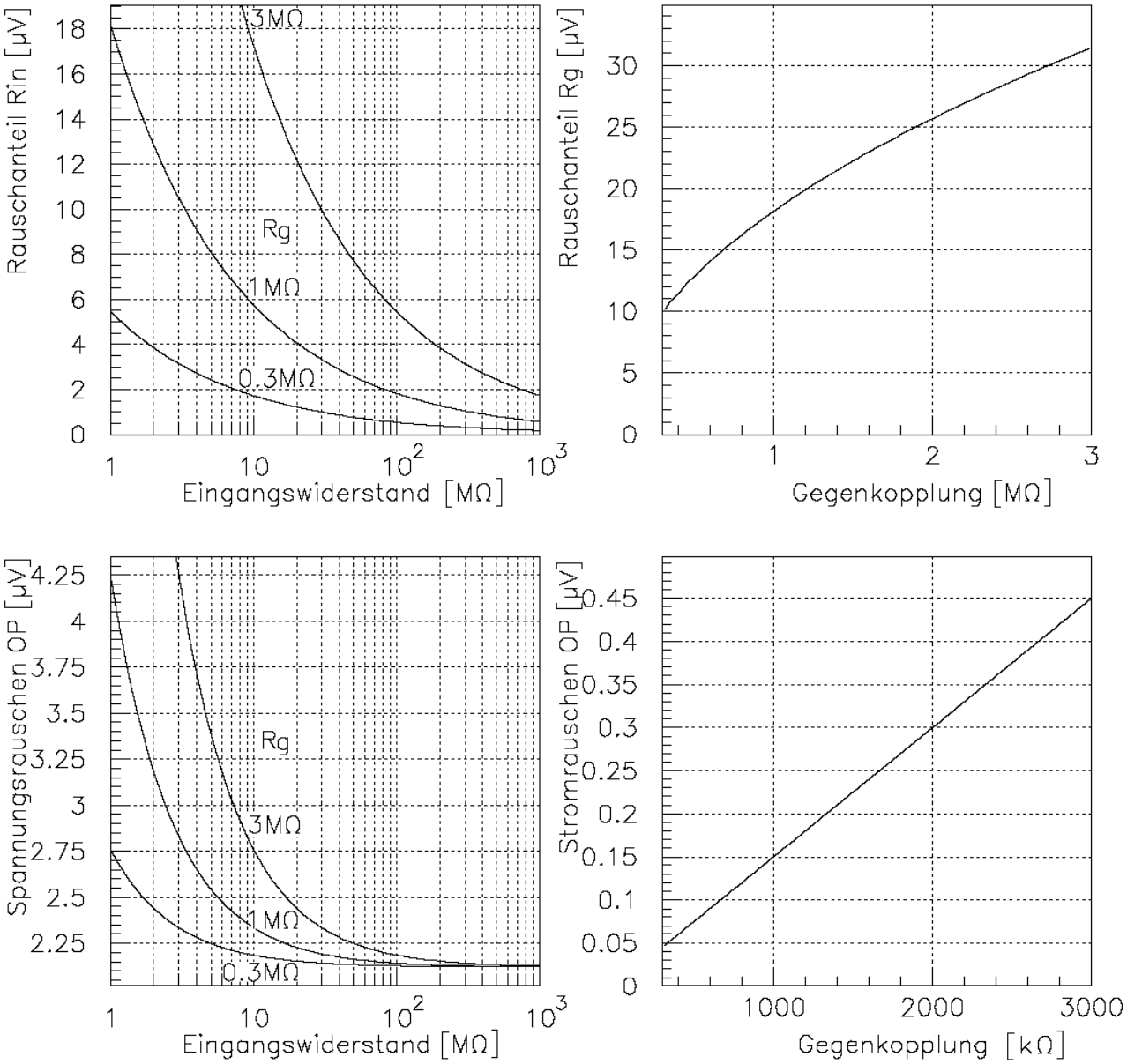

Abb. 4.7 : Rauschanteile des Strom-Spannungswandlers in Abhängigkeit von Eingangs- und Gegenkopplungswiderstand (R_{in}, R_g)

Bei Eingangswiderständen von mehr als etwa 100 MΩ ist nach Abb. 4.7 die dominierende Größe das Rauschen des Gegenkopplungswiderstandes, was zunächst dazu verleitet, den Wert von R_g möglichst klein zu halten. Betrachtet man allerdings das Verhältnis von Nutz- zu Störspannung, so ergibt sich ein etwas differenzierteres Bild : Ein kleiner Wert für den Gegenkopplungswiderstand bedingt auch einen entsprechend kleinen Verstärkungsfaktor. Dabei nimmt die Nutzspannung stärker ab als die Rauschspannung. Der Gegenkopplungswiderstand sollte weiterhin klein gegen den Eingangswiderstand sein, damit nach Gl. (4.2.6) der Rauschanteil U_{Rin} klein bleibt (Abb. 4.8). Da wegen der gewünschten Bandbreite keine großen Werte für den Gegenkopplungswiderstand eingesetzt werden sollen (vgl. Abschnitt 4.3), erscheint ein Wert von 1-2 MΩ für R_g als sinnvoller Kompromiß.

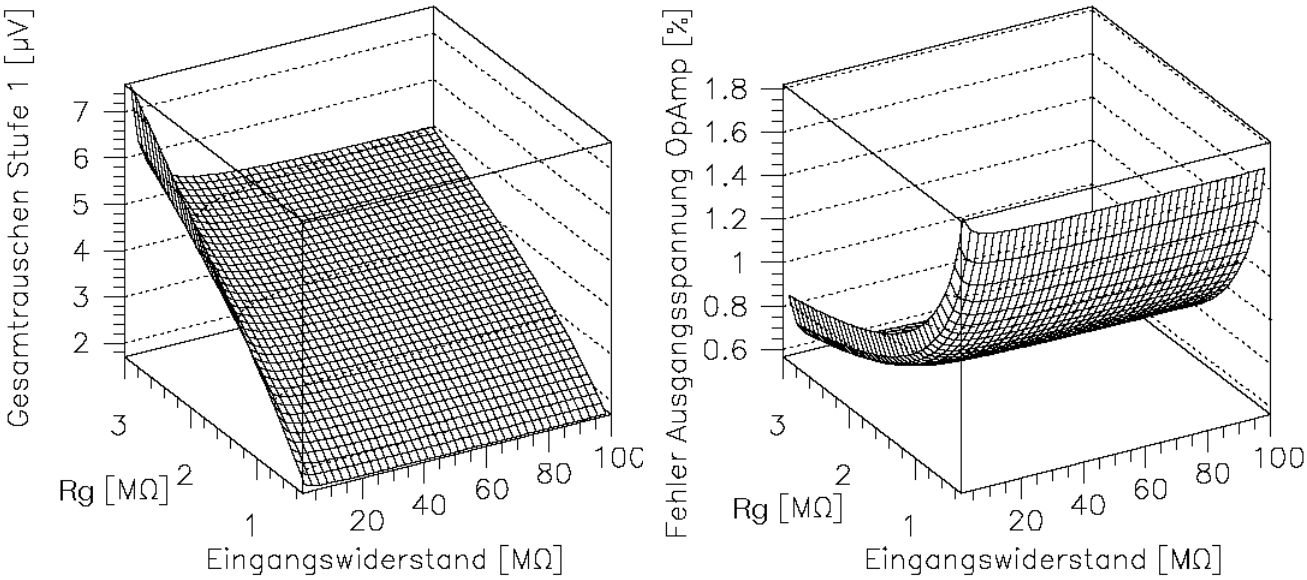

Abb. 4.8 : Rauschanteile in der ersten Verstärkerstufe (I/U-Wandler)
links : Absolutwerte des Rauschens
rechts : relativer Fehler der Ausgangsspannung durch Rauschen

Rauschanalyse der zweiten Verstärkerstufe

In analoger Weise wie die erste Stufe kann auch die zweite Stufe vom Rauschverhalten her betrachtet werden. Allerdings müssen statt der Formeln für den Strom-Spannungswandler die entsprechenden Formeln für den Spannungsverstärker (Gl. (4.2.7) und (4.2.12)) angesetzt werden. Grundlage ist wieder ein Ersatzschaltbild entsprechend Abb. 4.5, allerdings sind hier einige Größen bereits fest vorgegeben und der Eingang ist nun eine Spannungsquelle. Für ein RC-Filter am Eingang wurde ein Widerstand von 1 kΩ verwendet, so daß sich mit der Ausgangsimpedanz der ersten Stufe von ca. 100 Ω ein Gesamtwiderstand von 1.1 kΩ ergibt. Da eine Verstärkung von ca. 30 V/V gewünscht ist, liegt der Wert des Gegenkopplungswiderstandes bei 30 kΩ. Um bei einer gewünschten Bandbreite von 20 kHz ein möglichst geringes Spannungsrauschen des OpAmp zu erreichen, fiel die Wahl auf den Typ OPA 07 EN[2]. Dann erhält man am Ausgang der zweiten Stufe (bei idealer Eingangsspannung) ein Rauschen von

$$U_{r2} = \sqrt{U_{R_{in}}^{\ 2} + U_{R_G}^{\ 2} + U_V^{\ 2} + U_{n_1}^{\ 2}}\,. \qquad (4.2.15)$$

(Rauschanteile gemäß Gl. (4.2.8) bis (4.2.13))

Mit den obigen Werten ergeben sich 62.5 µV bei Raumtemperatur. Der so verursachte Fehler ist in Abb. 4.9 in Abhängigkeit von der Eingangsspannung dargestellt. Daraus kann man entnehmen, daß erst ab einer Eingangsspannung von ca. 200 µV der Fehler durch Rauschen in der zweiten Stufe auf unter 1% absinkt.

[2] Kenngrößen für OpAmp OPA 07 EN : GBWP: 600 kHz, $e_{np\text{-}p}$ (0.1 Hz-10 Hz) : 0.35 µV, e_n (f_0=1 kHz) = 9.6 nV/√Hz [BUR93]

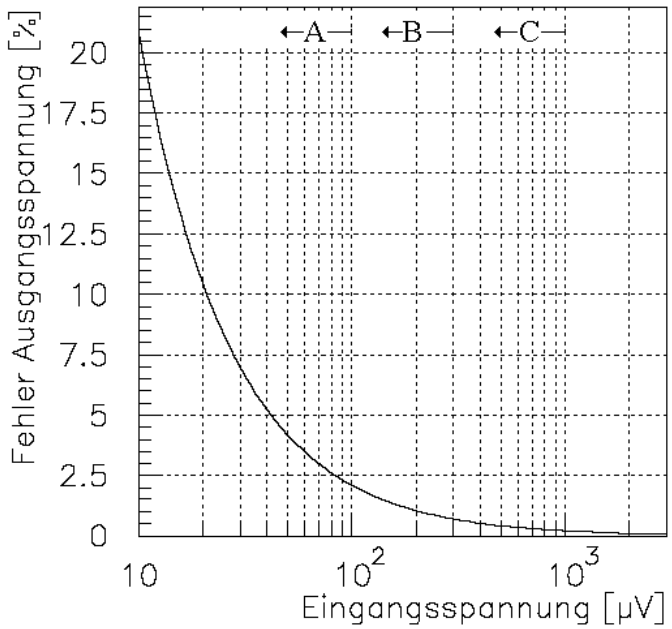

Abb. 4.9 : Prozentualer Fehler der Ausgangsspannung (Stufe 2) als Funktion einer idealen Eingangsspannung (bei einer Bandbreite von 20 kHz).
A : Meßbereich 100 pA, FS-Spannung 100 µV, Fehler <2% FS
B : Meßbereich 300 pA, FS-Spannung 300 µV, Fehler <0.7% FS
C : Meßbereich 1000 pA, FS-Spannung 1000 µV, Fehler <0.2% FS

Da in den nachfolgenden Stufen (3-5) nochmals um bis zu 3000 V/V verstärkt wird, ergibt sich im empfindlichsten Bereich 100 pA eine Eingangsspannung von 100 µV und damit eine schaltungsbedingte maximale Ungenauigkeit der Ausgangsspannung von 2% FS[3] auf Grund des Rauschens in der zweiten Stufe. Zusammen mit dem Fehler der ersten Verstärkerstufe erhält man insgesamt eine beste Auflösung von weniger als 3 pA.

Weitere Störquellen

Bisher wurden nur Störquellen erwähnt, die aus dem Schaltungskonzept selbst resultieren. Im Folgenden werden noch Einflüsse durch die äußere Beschaltung und Drift diskutiert. Solche Einflüsse lassen sich in mehrere Gruppen aufteilen :

a.) Durchgriff der Spannungsversorgung
b.) Einstreuungen externer Felder
c.) Mechanische Effekte (Triboeffekt und Mikrofonie)
d.) Masseführung
e.) Layoutprobleme
f.) Temperatureffekte

a.) Schwankungen in der Spannungsversorgung eines Operationsverstärkers bedingen einen Durchgriff auf das Ein- bzw. Ausgangssignal. Deshalb wurden alle analogen Stufen

[3] FS bedeutet „Full Scale“ und besagt, daß sich eine Angabe auf den Maximalwert des momentan gültigen Meßbereichs bezieht.

mehrfach mit LC- und RC-Siebgliedern in den Versorgungsleitungen versehen. Das jeweils letzte RC-Glied sitzt dabei unmittelbar an den Versorgungspins der Bauteile. Bei einer Versorgungsspannungsunterdrückung (PSRR) von 10 µV/V in der zweiten Stufe und einem Rauschen von 15 mV auf den Versorgungsleitungen erhält man also ein Störsignal von maximal 0.15 µV am Eingang dieser Stufe. Für die erste Stufe wurde eine separate Spannung (von 12 V auf 8 V reduziert) erzeugt, um Störungen durch andere Verbraucher und Temperaturdrift durch erhöhte Verlustleistung zu minimieren. Mit einer Versorgungsspannungsunterdrückung von 2 µV/V und einem Rauschen der Versorgungsspannung von 10 mV ergibt sich eine Störung von 0.02 µV, die zusammen mit den 0.15 µV der zweiten Stufe im Vergleich zur Nutzspannung (>100 µV Full Scale) vernachlässigt werden kann.

b.) Wegen der z.T. sehr empfindlichen Komponenten der Eingangsstufen ist eine gute Abschirmung gegen Einstreuungen äußerer Felder erforderlich. Dies gilt um so mehr, wenn eine Messung in einer von elektromagnetischen Störsignalen "verseuchten" Umgebung (z.B. HF-Sender oder Phasenanschnittsteuerungen mit Tyristoren am Beschleuniger) durchgeführt werden soll.
Ein optimaler Schirm sollte den zu schirmenden Raum lückenlos abschirmen und dabei gut leitend und niederohmig geerdet sein. Im Schirmmaterial auftretende Ströme müssen möglichst in Stärke und Richtung ungehindert fließen können. Nach dem Babinetschen Prinzip strahlt ein stromdurchflossener Leiter bei jeder Behinderung bzw. Unterbrechung seines Stromflusses [DES94a]. Die Änderung in der Stromrichtung strahlt dabei genauso wie eine Leitung, die die gleiche Form wie der unterbrechende Bereich besitzt. Damit wirken also alle Durchführungen, Öffnungen für Belüftung oder Bedienungselemente sowie unzureichende Verbindungen wie gleich große Antennen. Bei der Wahl des Materials sollte darauf geachtet werden, daß sich berührende Metalle in der elektrochemischen Spannungsreihe nicht mehr als 200 mV auseinanderliegen. Anderenfalls bilden sich möglicherweise durch Korrosion Unterbrechungen der Schirmung oder halbleiterartige Strukturen, die wie Diodenübergänge wirken können.
Die Verstärker sind bis zu dreifach abgeschirmt. Als Bauform für den OpAmp der ersten Stufe wurde ein metallisches TO-Gehäuse gewählt, das durch einen Anschluß an die analoge Versorgungsmasse bereits eine erste Abschirmung des Verstärkers selbst bewirkt.
Anschließend sind die Bauteile der Stufen 1 und 2 (inklusive der letzten Siebglieder) in separate HF-dichte Gehäuse eingebaut. Die Zuführung der Versorgungsspannungen erfolgt über Durchführkondensatoren, die Signale werden über BNC-Stecker übergeben. Die Gehäuse sind mit der Masse der analogen Spannungsversorgung verbunden.
Schließlich wurde der analoge Teil des Gerätes bis zum Ausgang der Stufe 4 und 5 nochmals in einem Metallgehäuse untergebracht. Dieses Gehäuse ist mit der digitalen Masse (vgl. d.)) verbunden und gegen die Gehäuse und Stecker der Stufen 1 und 2 isoliert.
Der Analogverstärker und die Steuereinheit des Pikoamperemeters stehen auf einer isolierenden Holzplatte, die wiederum auf ihrer Unterseite mit einem geerdeten µ-Metallblech versehen ist, um Einstreuungen von unten durch elektrische und magnetische Felder zu minimieren. Diese Vorsichtsmaßnahme wurde getroffen, da unmittelbar unter der Meßstelle einige Versorgungskabel des COSY-Rings (u.a. für Magnete) verlegt sind.

c.) Triboelektrische Ströme entstehen an kapazitiven Elementen durch mechanische Belastung des Isolators. An der Berührstelle zwischen Leiter und Isolator bildet sich wegen der unterschiedlichen Elektronenkonzentration der Materialien ein Feld aus. Wird diese sogenannte Doppelschicht durch Bewegung auseinandergerissen, so können hohe Potentiale auftreten, die zu langsam abklingenden Störströmen führen. Als typisches Beispiel für den Triboeffekt seien BNC-Kabel genannt.
Ähnlich wirkt die Mikrofonie. Bauteile der Schaltung können mit benachbarten Komponenten oder Gehäuseteilen Kondensatoren bilden. Liegt diese Kapazität in Serie zu einem hochohmigen Widerstand, so bedingen bereits kleine Kapazitätsänderungen (z.B. durch Vibrationen) deutliche Spannungsschwankungen am Widerstand. Dieser Effekt ist insbesondere in den ersten Verstärkerstufen wichtig, da hier mit freistehenden Bauteilen und zum Teil hochohmigen Widerständen gearbeitet wird.

d.) Das Meßgerät besitzt eigene Spannungsversorgungen für alle Komponenten, die vom Wechselspannungsnetz (und anderen Geräten) galvanisch getrennt sind. Zunächst sind drei bipolare Spannungen erforderlich, nämlich je ± 15 V für den analogen bzw. digitalen Teil der Meßstelle sowie ± 6 V für die Fernbereichsumschaltung. Alle Spannungen besitzen in der Meßstelle jeweils einen Massesternpunkt; eine äußere Verbindung darf nicht erfolgen. Zu Testzwecken besteht die Option, die Sternpunkte des Digital- und Analogteils zu verbinden. Innerhalb des Gerätes werden aus den Grundspannungen alle benötigten Versorgungsspannungen erzeugt, um eine möglichst gute Spannungsstabilität zu gewährleisten.

e.) Wegen der hochohmigen Aufbauten der 1. Stufe kann eine Platine aus Pertinax, wie sie üblicherweise verwendet wird, nicht mehr als idealer Isolator betrachtet werden. Kurze Abstände zwischen Leiterbahnen und geringste Verunreinigungen oder Feuchtigkeit erzeugen Übergangswiderstände und Streukapazitäten, die nicht mehr vernachlässigbar zu den verwendeten Bauteilen sind. Deshalb wurde ein besonders hochohmiger Aufbau ohne eigentliche Platine ausgeführt. Eine Kupferplatte, die hinreichend niederohmig mit der Masse verbunden ist, bildet den Erdpunkt. In diese Platte wurden einige Teflonscheiben eingepreßt, in welche Metallstifte eingelassen sind (sog. Teflon-Standoff). Diese Stifte sind nun extrem hochohmig von der Masse getrennt und bilden Montagestützpunkte für den weiteren Aufbau. Alle Bauteile sind ohne Platine nur über die Anschlußdrähte miteinander verlötet (sog. fliegende Verdrahtung). An einigen Stellen ist die Verdrahtung mit den Montagestützpunkten verbunden, um den Aufbau starr zu halten und Mikrofonieeffekte zu minimieren. Stufe 2 ist ebenfalls als fliegende Verdrahtung aufgebaut. Wegen der wenigen Bauteile konnte auf Kupferplatte und Teflonstandoffs verzichtet werden; es reichte eine Fixierung an den Durchführungsstellen.
Das Layout der Stufen 3-5 ist auf „normalem“ Platinenmaterial aus Pertinax realisiert. Der Übergabepunkt des Meßsignals aus Stufe 2 ist beidseitig mit Masseringen gegen Kriechströme gesichert. Da auf dieser Platine auch Signale des Digitalteils verlaufen (zur Ansteuerung der Relais) wurde ein besonderes Augenmerk auf eine störsichere Führung dieser Leiterbahnen verwendet. Die Masse wurde auch hier als Sternpunkt ausgeführt.

f.) Besonders die analogen Stufen 1 und 2 sind empfindlich gegen Temperaturschwankungen. Zudem steigt das Widerstandsrauschen mit zunehmender Temperatur an. Deshalb sind alle besonders verlustleistungbehafteten Baugruppen (Spannungsstabilisierung, AD-Wandler u.ä.) in einem separaten Gehäuse untergebracht. Die erste Stufe wird außerdem mit einer verringerten Versorgungsspannung betrieben. Die maximale Ausgangsspannung von weniger als 1 V stellt keine Begrenzung dar, so daß nur wenig mehr als die vom Hersteller angegebene Mindestspannungsversorgung von 5 V angelegt wurde (8 V abzüglich des Spannungsabfalls von etwa 1-2 V durch die Siebung). So wird jede überflüssige Temperaturerhöhung durch die Schaltung selbst vermieden. Auf eine Kühlung bzw. Temperaturstabilisierung des Analogteils wurde bewußt verzichtet, da sich bei Tests mit Peltierelementen zeigte, daß die Störung des Nutzsignals durch die Ströme größer war als die Verbesserung des Temperaturverhaltens. Auch eine Kühlung mit einem Wasserkreislauf ist wegen Mikrofonie nicht ratsam. Entsprechend der Ausführungen in Abschnitt 2.1 kann auch hier auf die Kühlung verzichtet werden, da die erreichbare Temperaturdifferenz lediglich ca. 20°C wären. Eine Verbesserung um weniger als 10% führt nach Gl. (4.2.1) aber nur in einigen der Terme zu einer Verringerung des Rauschens um ca. 3%, so daß der gesamte Nutzeffekt dieser Maßnahme lediglich in den beiden empfindlichsten Meßbereichen signifikant wäre.

4.3 Aufbau des Gerätes

Abb. 4.10 zeigt das Blockschaltbild des Pikoamperemeters. Das Stromsignal wird zunächst in dem Strom-Spannungswandler und der nachfolgenden Stufe vorverstärkt. Danach folgen zwei schaltbare Verstärkerstufen, deren Faktor vor Ort oder über eine Fernsteuerleitung gewählt wird. Nach einer Trennstufe gelangt das Analogsignal in einen Spannungs-Frequenz-Wandler. Für die Anbindung des Pikoamperemeters an das EDDA-Experiment mußten alle Ansteuer- und Ausgangssignale über BNC-Kabel zur Datenaufnahme geführt werden.

Ausgangsseitig stehen sowohl das gepufferte Analogsignal als auch der galvanisch getrennte Frequenzausgang zur Verfügung. Die komplette Schaltung ist im Anhang A zusammengestellt. Für weitere Details zum Aufbau und zum Abgleich des Gerätes sei auf eine separate Beschreibung verwiesen [SCH93].
Um Rückkopplungen des verstärkten Ausgangssignals in die Eingänge zu vermeiden, werden jeweils aufeinanderfolgende Stufen gegenphasig (invertierend/nichtinvertierend) betrieben.
Die Auflösung des Spannungs-Frequenz-Wandlers (=VFC) ist gegeben durch die maximale „Clockrate“, bezogen auf Full Scale und Abtastzeit. Bei einem Abtastintervall von 2.5 ms und einer verwendeten VFC-Clock von 2 MHz bedeutet dies eine Auflösung von $2 \cdot 10^{-4}$ des aktuellen Full Scale-Werts.

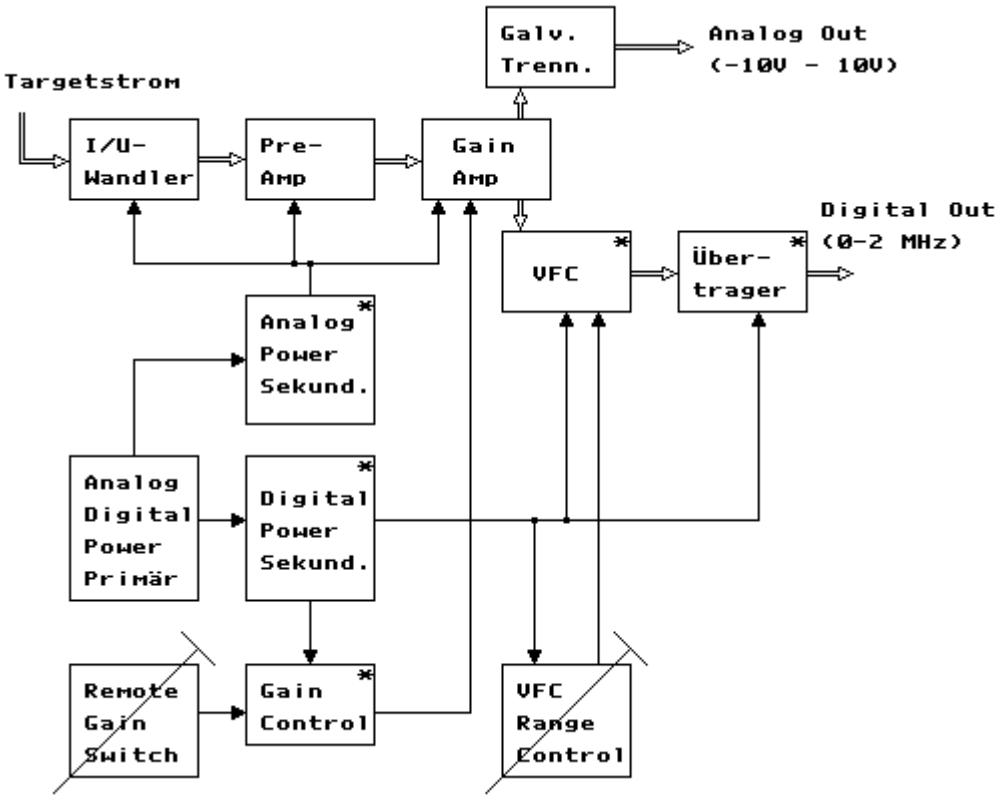

Abb. 4.10 : Blockschaltbild des Pikoamperemeters
* : Komponente ist Bestandteil der „Steuerbox“

Nach den bisherigen Betrachtungen verursacht das Rauschen der Stufen 1 und 2 im Meßbereich 300 pA fast 1% Störungen. Daher hat der Meßbereich 100 pA nur insofern einen Sinn, als bei kleinen Pegeln die Aussteuerung des VFC auf über 50% erhöht werden kann und nicht noch zusätzlich eine Verschlechterung der Meßwerte verursacht.
Teile der Schaltung wurden zusätzlich mit einem Simulationsprogramm für analoge Schaltungen [DUY92] getestet und bzgl. des Frequenzgangs und der Stabilität optimiert.

Die für die Diskussion von Rauschen und Bandbreite interessanten kapazitiven Elemente sind die Quellkapazität und die parasitäre Kapazität im Rückkopplungszweig des Amperemeters. Man betrachtet nun die Kopplung der beiden Kapazitäten unter Zuhilfenahme der Impedanzen :

Quellimpedanz $$Z_Q = \frac{R_Q}{\sqrt{(2\pi f R_Q C_Q)^2 + 1}} \qquad (4.3.1)$$

mit R_Q und C_Q: Quellwiderstand und -kapazität

Rückkopplungsimpedanz $$Z_r = \frac{R_r}{\sqrt{(2\pi f R_r C_r)^2 + 1}} \qquad (4.3.2)$$

mit R_r : Rückkopplungswiderstand
C_r : parasitäre Kapazität von R_r plus Streukapazitäten

Die Rauschspannung U_a am Ausgang des I/U-Verstärkers ergibt sich zu

$$U_a = U_i\left(\frac{Z_r}{Z_Q}\right) = U_i \frac{R_r}{R_Q} \frac{\sqrt{(2\pi f R_Q C_Q)^2 + 1}}{\sqrt{(2\pi f R_r C_r)^2 + 1}} \qquad (4.3.3)$$

U_i : Rauschspannung am Eingang

Daraus erhält man, daß sich die Rauschverstärkung mit zunehmender Quellenkapazität erhöht. Im Fall von $Z_Q=Z_r$ wird das Rauschen gerade um den Faktor 2 verstärkt.
Die Bandbreite des Strom-Spannungswandlers wird von zwei Faktoren festgelegt. Die Zeitkonstante $\tau=R_rC_r$ des Rückkopplungszweiges bestimmt die maximal übertragene Frequenz. Im Großsignalverhalten kann die Slewrate[4] des OpAmp eine zusätzliche Begrenzung sein.

Die Auswahl des Isolatormaterials wurde von folgenden Faktoren bestimmt :
- hoher Volumenwiderstand, um direkte Leckströme zu vermeiden
- hoher Oberflächenwiderstand, um Kriechströme über die Oberflächen zu minimieren
- geringer Piezoeffekt, da mechanische Deformationen Fehlströme erzeugen können
- geringer triboelektrischer Effekt, der Ladungsverschiebungen bei Bewegungen der kontaktierenden Materialien erzeugt
- Wasserabsorption, da diese den Volumen- bzw. Oberflächenwiderstand beeinflußt
- geringe dielektrische Absorption : Fähigkeit des Isolators, Ladungen über einen längeren Zeitraum zu speichern bzw. freizugeben.

Tabelle 4.1 gibt einen qualitativen Überblick dieser Größen für einige Isolatoren.

Material	**Volumen-widerstand [Ohm·cm]**	**Geringer Piezoeffekt**	**Geringer triboelektr. Effekt**	**Geringe Wasser-absorption**	**Geringe dielektr. Absorption**
Saphir	10^{16}-10^{18}	+	0	+	+
Teflon	$>10^{18}$	-	-	+	+
Keramik	10^{14}-10^{15}	0	+	-	+
PVC	$5\cdot10^{13}$	0	0	+	-
Polyäthylen	10^{16}	+	0	0	+
Glas	10^{13}	0	-	-	-

Tab. 4.1: Eigenschaften einiger Isolatoren
es bedeuten „+“ gute, „0“ mittlere und „-“ schlechte Eignung

Wie man sieht, ist Saphir ein Material, das in allen Bereichen gute bis sehr gute Eigenschaften besitzt. Wegen des hohen Preises und der schweren Bearbeitung wurde dieser Isolator aber nicht verwendet. Statt dessen wurde Teflon benutzt. Dieses besitzt einen extrem hohen Volumen-widerstand und bildet auf der Oberfläche keine Wasserfilme aus (z.B. durch Luftfeuchtigkeit in der Atemluft). Es ist chemisch inert, daher gut zu reinigen und es ist

[4] Als Slewrate bezeichnet man die maximale Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung eines OpAmps. Die Angabe erfolgt üblicherweise in V/µs.

leicht zu bearbeiten. Lediglich die piezo- und triboelektrischen Eigenschaften erfordern einige Sorgfalt beim Einsatz für Messungen unterhalb von 10^{-9}A. In der vorliegenden Anwendung wurde Teflon nur an Punkten mit möglichst kleinem mechanischen Streß eingesetzt. Auf BNC-Kabel (mit Teflon als Dielektrikum) vor dem analogen Verstärker wurde gänzlich verzichtet, statt dessen ist nur eine direkte Steckerverbindung vorgesehen.

4.4. Bestimmung der Kenngrößen

Bandbreite des Amperemeters

Bei Messungen dynamischer Signale ist die Kenntnis der Bandbreite wichtig. Nur so ist man in der Lage zu beurteilen, bis zu welchen Frequenzen man der Messung Glauben schenken kann. Einen ersten Anhaltspunkt liefert das Nyquist- oder Abtast-Theorem, welches besagt, daß für die Rekonstruktion (und somit auch für die Messung) periodischer Signale mindestens mit der doppelten Frequenz des zu messenden Signals abgetastet werden muß. Sollen auch nichtperiodische Anteile erfaßt werden, so muß die Abtastrate entsprechend höher gewählt werden[5]. Um zu ermitteln, ob das Pikoamperemeter die geforderte Bandbreite von mindestens 1-2 kHz gewährleistet, wurde die Grenzfrequenz f_g ermittelt.

Einen guten Anhaltspunkt für die Grenzfrequenz liefert das Übertragungsverhalten einer Sprungfunktion, da in einem Delta- oder Rechtecksignal viele Oberfrequenzen enthalten sind, die für eine verzerrungsfreie Übertragung möglichst alle verarbeitet werden müssen. Allerdings bestand die Schwierigkeit, daß keine Wechselstromquelle für Ströme von wenigen nA mit einer Genauigkeit bis in den pA-Bereich zur Verfügung stand. Der Versuch, einen handelsüblichen Funktionsgenerator über passive Spannungsteiler entsprechend zu konfigurieren mißlang, da das erforderliche Netzwerk durch parasitäre Kapazitäten einen komplizierten Frequenzgang und durch die hohen Widerstandswerte ein erhebliches Eigenrauschen aufwies. Statt dessen wurde eine kapazitive Stromeinkopplung verwendet, da hier lediglich ein bekannter Frequenzgang der Koppelkapazität zu berücksichtigen ist. Normale Keramikkondensatoren mit den benötigten Werten von wenigen pF weisen i. a. recht große Toleranzen auf, was Absolutmessungen nur bedingt zugelassen hätte. Zudem erwies sich ein entsprechender Testaufbau als extrem störanfällig gegenüber Fremdfeldern. Statt dessen wurde auf eine Kopplung mittels Triaxkabel zurückgegriffen, bei dem zwischen Außen- und Mittelleiter die Spannung eines Frequenzgenerators angeschlossen und die kapazitiv eingekoppelte Ladung am Innenleiter abgegriffen wurde. Der Außenleiter diente als gemeinsames Massepotential und war allseitig an die Zuleitungen angeschlossen, was eine optimale Abschirmung bewirkte. Bei Kenntnis der Kabelkapazität pro Meter kann die gewünschte Kapazität einfach durch die Länge des Triaxkabels eingestellt werden.

Für die Übertragung der Rechteckpulse ist die Zeitkonstante von Bedeutung, die die Kapazität des Koppelkondensators mit den nachfolgenden Widerständen bildet (z.B. Eingangswiderstand des Verstärkers). Um die Rechteckspannung möglichst unverfälscht zu übertragen, muß die Zeitkonstante groß gegen die Tastzeiten sein, da ansonsten eine Differenzie-

[5] Im Idealfall müßten alle Fourierfrequenzen innerhalb der Bandbreite liegen, was aber praktisch (z.B. für Rechtecksignale) nicht realisierbar ist.

rung des Signals einsetzt. Alternativ kann das Signal bewußt dynamisch eingekoppelt werden, so daß von einem Rechteck im Idealfall nur differenzierte Delta-Pulse wirksam werden. In diesem Fall muß die Zeitkonstante des RC-Gliedes sehr klein gewählt werden. Im vorliegenden Fall betrug die Kapazität des Triaxkabels ca. 80 pF/m, dies ergibt bei der verwendeten Kabellänge von 5 cm einen Wert von 4 pF. Der Funktionsgenerator lieferte eine Spannung im Bereich von 20 - 500 mV. Somit erhält man z.B. bei 100 mV eine Ladung von

$$Q = U \cdot C = 100 \cdot 4\ \text{mV} \cdot \text{pF} = 400\ \text{fC} \qquad (4.4.1)$$

bzw. bei einer Tastzeit von 1 ms einen mittleren Strom von

$$I = Q/t = 400/0.001\ \text{fC/s} = 400\ \text{pA}. \qquad (4.4.2)$$

Der Eingangsschutzwiderstand der Schaltung beträgt 10 kΩ. Mit der Koppelkapazität ergibt sich eine Zeitkonstante von 40 ns, so daß die Messungen im differentiellen Betrieb durchgeführt wurden. Die Grenzfrequenz wurde als die reziproke Zeit ermittelt, die die Antwortspannung des Ausgangs auf eine Sprungfunktion am Eingang von 10% auf 90% des Maximalwertes benötigt [TIE80]. Da f_g abhängig von der Verstärkung ist, wurde die Messung separat für jeden Bereich vorgenommen. Tab. 4.2 gibt die so ermittelten unteren Grenzfrequenzen für alle Meßbereiche an.

Meßbereich	**f_g (Rechteck) [kHz]**	**f_g (Bode-Diagr.) [kHz]**	**f_g (COSY-Kicker)**
300 nA	125.2	20.0	>20 kHz
100 nA	48.1	13.0	
30 nA	60.2	11.0	
10 nA	38.5	4.0	
3 nA	37.9	4.4	
1 nA	21.4	2.9	
300 pA	20.8	2.8	
100 pA	14.5	2.1	

Tab. 4.2 : untere Grenzfrequenzen der verschiedenen Meßbereiche des Pikoamperemeters, ermittelt mit verschiedenen Verfahren (letzte Spalte s. Abschnitt 4.5)
Rechteck : Grenzfrequenz Kleinsignal (150 mV am Ausgang)
Bode-Diagramm : Grenzfrequenz Großsignal (±6 V am Ausgang)

Eine andere Möglichkeit, Aussagen über das Frequenzverhalten einer Schaltung zu machen, besteht darin, die Übertragungsfunktion im sogenannten Bode-Diagramm aufzutragen. Man untersucht dabei das Übertragungsverhalten einer Sinusspannung bezüglich des Verhältnisses Ausgangsspannung zu Eingangsspannung bzw. der auftretenden Phasenverschiebung. Eine entsprechende Messung für das Pikoamperemeter in zwei verschiedenen Meßbereichen ist in Abb. 4.11 dargestellt. Zu erkennen ist ein ausreichend linearer Frequenzgang in der Verstärkung vom Gleichstrombetrieb bis in den Bereich um 20 kHz bzw. 2 kHz. Die Grenzfrequenz wird durch den Punkt angegeben, ab dem das Verhältnis $20 \cdot \log(U_a/U_e)$ um

3 dB abgesunken ist bzw. wenn die Phasenverschiebung 0° erreicht[6] . Alternativ kann die Grenzfrequenz ermittelt werden aus dem Schnittpunkt der Asymptote des konstanten Frequenzgangs eines Verstärkungsfaktors mit der Asymptote des linearen Abfalls pro Oktave.

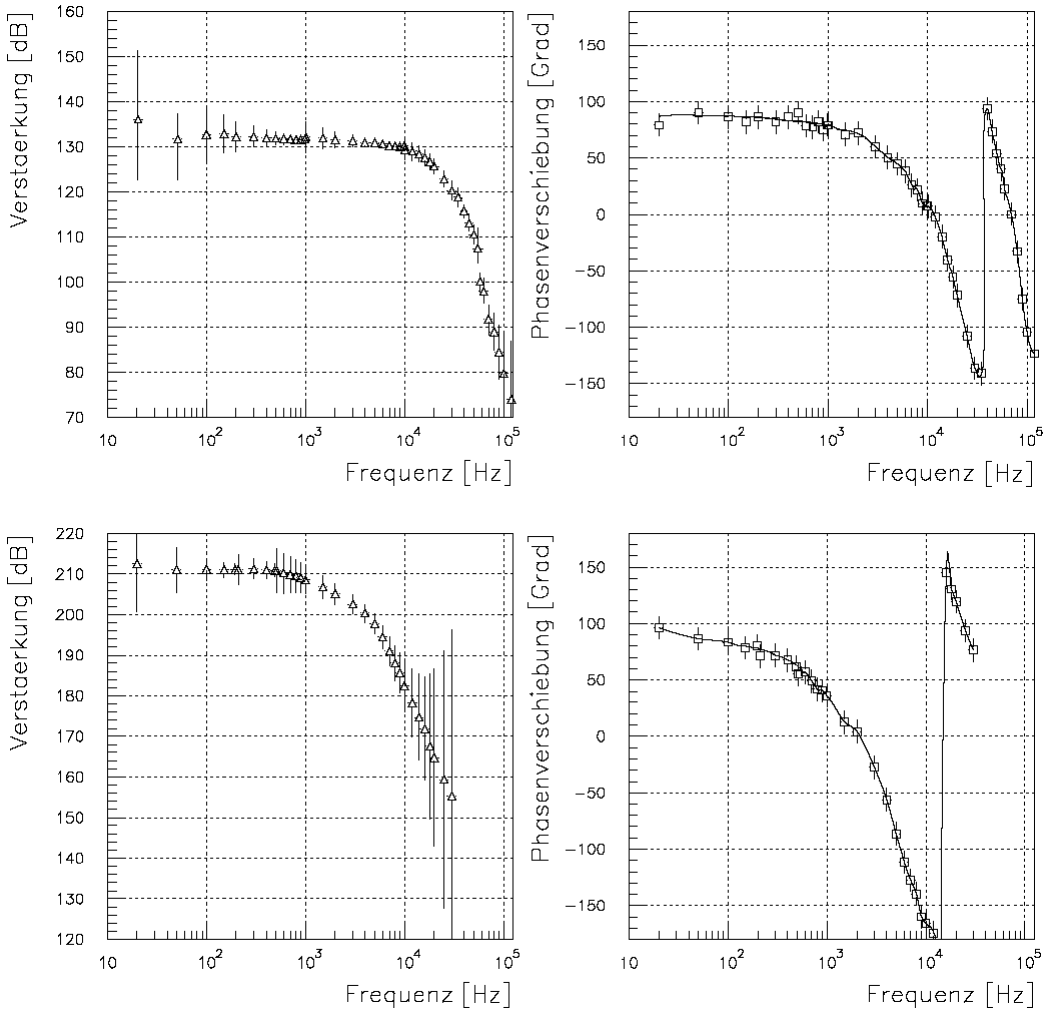

Abb. 4.11 : Bode-Diagramm für unterschiedliche Meßbereiche des Pikoamperemeters
oben : Meßbereich 300 nA
unten : Meßbereich 100 pA

Aus den Messungen erhält man Werte für f_g, die in allen Meßbereichen die erforderliche Mindestbandbreite von 1-2 kHz erfüllen. Nichtlinearitäten setzen erst bei hohen Frequenzen ab 30 kHz ein. Hier ist die Verstärkung bereits um mindestens 6-10 dB abgesunken, so daß sich keine signifikanten Verzerrungen bemerkbar machen.

Linearität

Eine weitere wichtige Kenngröße ist die Linearität der Signalübertragung. Bei der Verwendung des Sekundärelektronenstroms als Normierungssignal wird der Strahlstrom nach seinem Maximum am Beginn des Miniruns (je nach verwendetem Target) bis zu mehreren

[6] Die Phasenverschiebung wurde im vorliegenden Fall nicht verwendet, da sie in der angegeben Form exakt nur für passive Netzwerke gilt.

Größenordnungen kleiner.
Bei der Bestimmung der Linearität bestand das Problem, daß eine rauscharme und in ihrer Linearität bekannte Stromquelle im Bereich unterhalb von 300 nA nicht verfügbar war. Deshalb wurden auch hier zwei unterschiedliche indirekte Verfahren verwendet, um zu möglichst redundanten Aussagen zu gelangen. Zunächst wurde eine selbstgebaute Stromquelle für den genannten Bereich mit einem Gleichstrompikoamperemeter der Fa. Keithley (Typ 414s) bzgl. ihrer Kennlinie vermessen (dies war wegen Offset-Problemen nur bis 1nA möglich). Anschließend wurde die gleiche Messung mit dem Breitbandpikoamperemeter durchgeführt und mit der ersten Messung verglichen. Aus dem annähernd identischen Verlauf der Kurven kann geschlossen werden, daß die Linearität des 414s nicht oder nur unwesentlich unterschritten wird. Wegen der vielen Fehlerquellen bei dieser Messung ergibt sich allerdings nur eine obere Abschätzung von <5% FS (Full Scale).
Als zweites wurde mittels des Triax-Koppelkondensators eine Wechselspannung eingespeist. Da für diese Messung die Frequenz konstant bleibt, ist auch das Übertragungsverhältnis konstant und die Meßgenauigkeit wird nur durch Rauschanteile des vorgeschalteten Spannungsteilers und des Frequenzgenerators selbst reduziert. Hier ergab sich für die Meßbereiche von 300 nA bis 3 nA ein Wert von <1% FS, darunter <2.5% FS. (Daß auch hier nur eine obere Abschätzung angegeben ist, liegt an dem zunehmend schlechteren Signal-zu-Rausch-Verhältnis bei Messungen nahe dem Nullpunkt in dem für diesen Test verwendeten Meßaufbau.)

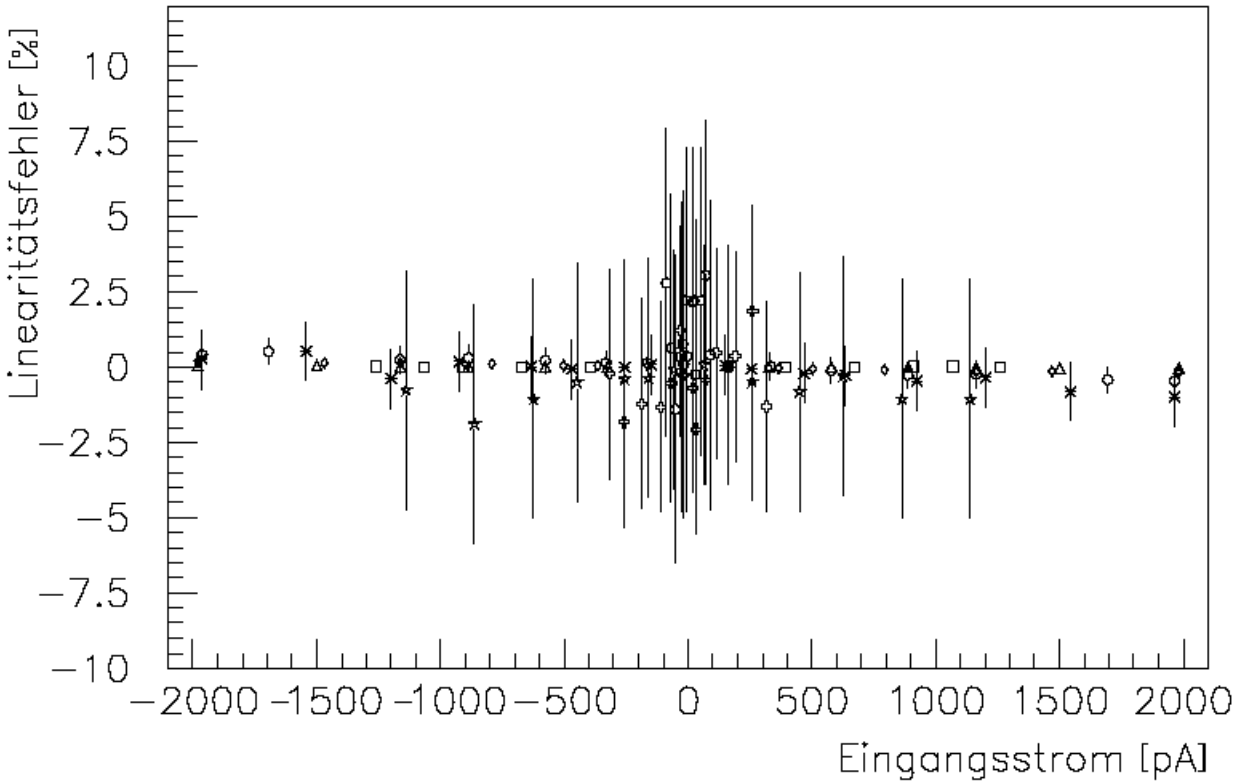

Abb. 4.12 : Relativer Fehler in der Linearität des Pikoamperemeters (Triax-Messung); dargestellt ist ein Bereich für den eingekoppelten Strom von ±2 nA unterschiedliche Symbole repräsentieren die verschiedenen Meßbereiche

Die Linearität wird Offline noch verbessert, indem für jeden Meßbereich individuelle Kennlinien ermittelt und als Korrekturfaktor für die Meßwerte verwendet werden.
Die Genauigkeit der Messungen, die mit dem EDDA-Experiment durchgeführt werden sollen, kann nur so groß sein wie die des Normierungssignals. Entsprechend der Auslegung des Pikoamperemeters kann man sicherlich von einer besseren Linearität als 1% ausgehen. Bei einer Verwendung des integralen Sekundärelektronenstroms als Normierungssignal ist deshalb auf Grund der geringen Linearitätsfehler keine Beeinträchtigung der Ergebnisse an EDDA zu erwarten.

Temperaturgang
Anfängliche Probleme mit dem Temperaturverhalten der Schaltung konnten dadurch minimiert werden, daß die analogen Eingangsstufen in ein separates Gehäuse eingebaut wurden. So wurden die Hauptwärmequellen der Elektronik selbst (z.B. DC-DC-Wandler, Treiberstufen) ausgelagert. Die Eingangsstufen verbrauchen so wenig Leistung, daß sie sich kaum über die Umgebungstemperatur erwärmen. Nach dem Einschalten des Gerätes beginnt eine Drift des Ausgangssignals auf Grund der Eigenerwärmung, die nach etwa 45-50 Minuten ihre Asymptote erreicht. Kurzfristige Schwankungen (<1 min) der Umgebungstemperatur werden durch die thermische Trägheit des Gehäuses kompensiert, Signaländerungen durch längere Temperaturschwankungen von weniger als 2-3°C konnten im Rahmen der Meßgenauigkeit nicht festgestellt werden. Da keine größeren Temperaturschwankungen im COSY-Tunnel erwartet werden, wurde wegen des hohen meßtechnischen Aufwandes ein größerer Temperaturgang bisher noch nicht vermessen.
Temperaturbedingte Drift hat in erster Linie Auswirkungen auf den Spannungsoffset am Ausgang. Änderungen des Offsets wurden aber in der Offline-Auswertung kompensiert, da der Offset für jeden Minirun bisher separat bestimmt wurde.
Da für zukünftige Messungen am EDDA-Experiment wegen der kleineren Flächenbelegungsdichte der Targets eine Offsetbestimmung für jeden Minirun nur bedingt möglich ist[7], sind separate Leermessungen zur Bestimmung dieser Größe vorgesehen. Die Häufigkeit dieser Leermessungen sollte dabei den Temperaturschwankungen im COSY-Tunnel angepaßt sein.

4.5 Messungen am EDDA-Experiment

Bereits während der Inbetriebnahme von COSY wurden mit dem unbeschleunigten Strahl Strommessungen der aus einem Target austretenden Elektronen vorgenommen. Dazu wurde ein Leuchtstoffschirm am Targetplatz TP2 montiert und an das Pikoamperemeter angeschlossen. Da zu diesem Zeitpunkt die Datenaufnahme des EDDA-Experiments noch nicht betriebsbereit war, erfolgte die Auswertung des Digitalteils mit einem Meßplatz auf der

[7] Bei sehr geringer Flächenbelegungsdichte des Targets wird während eines Miniruns der Strahlstrom nicht „aufgebraucht“. Da hier die Luminosität und damit das Signal des Amperemeters während der aktiven Zeit der Datenaufnahme nicht auf Null zurückgehen, kann auch kein Offset am Ende des Miniruns bestimmt werden.

Basis eines PC mit CAMAC-Interface. Die Messungen zeigen eine gute Übereinstimmung mit der Makropulsung des COSY-Strahls (Abb. 4.13). Außerdem gaben die so gewonnenen Daten erste Bestätigungen des Sprungverhaltens und Hinweise auf den Störabstand des Pikoamperemeters.
Aus der Anstiegszeit, mit der das analoge Stromsignal der Makropulsung folgt, kann auf eine Bandbreite von deutlich mehr als 2 kHz geschlossen werden. Die starken Schwankungen im Meßsignal erwiesen sich als Erdschleife und konnten in den folgenden Strahlzeiten durch eine geänderte Kabelführung vermieden werden.

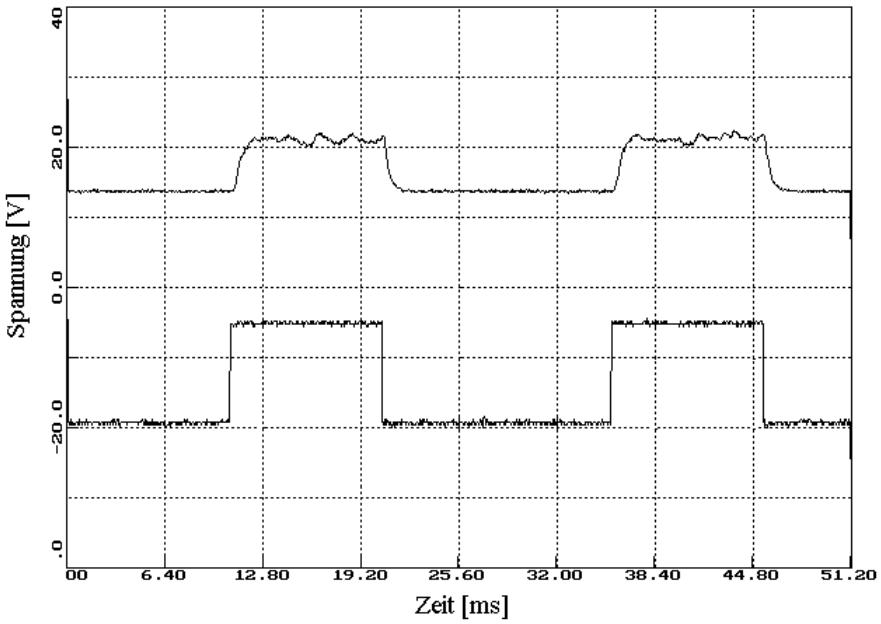

Abb. 4.13 : Analoges Stromsignal eines Leuchtschirms im Vergleich zur COSY-Makropulsung
obere Kurve : Sekundärelektronenstrom (unkalibriert)
untere Kurve : Digitales Steuersignal der Makropulsung

Abb. 4.14 zeigt die derzeitige Anbindung des Pikoamperemeters an die Datenverarbeitung des EDDA-Experiments. Die Meßbereichsanwahl erfolgt zur Zeit manuell über die Remote-Box. Das analoge Meßsignal wird über eine galvanische Trennung an die COSY-Warte weitergegeben, wo es z.B. für Profilmessungen (vgl. Kap.5) verwendet wird. Aus der Steuerbox gelangt das vom VFC digitalisierte Signal über eine Pulsformung und Pegelanpassung auf einen Scaler (ch.1 in Abb. 4.14).

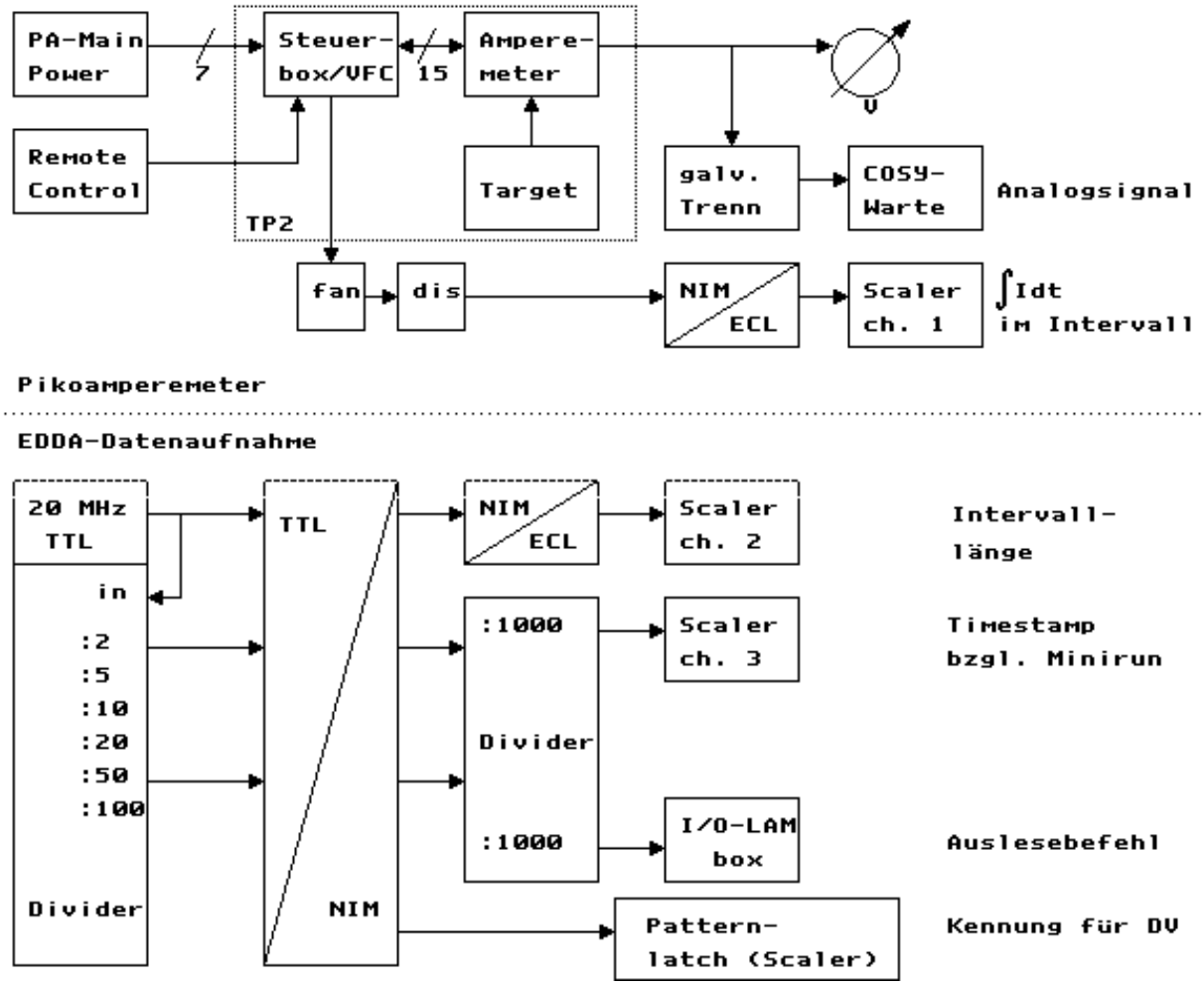

Abb. 4.14 : Anschluß des Pikoamperemeters an die EDDA-Datenverarbeitung Komponenten in der gestrichelten Umrandung „TP2“ befinden sich unmittelbar am Experiment
obere Hälfte : eigentlicher Amperemeteraufbau (vgl. Abb. 4.10)
untere Hälfte : Elektronik zur Zeitmessung innerhalb der Miniruns

Die Zeitintervalle, in denen dieser Zähler ausgelesen wird, bestimmt die Auflösung des Meßsignals. Voraussetzung ist dabei eine genaue Einhaltung der Intervallänge. Da diese Voraussetzung wegen des Interruptbetriebes[8] des Eventrechners nicht erfüllt ist, wurde zu Normierungszwecken ein konstantes Zeitsignal von 20 MHz auf einen weiteren Scalerkanal (ch. 2 in Abb. 4.14) gegeben. Schwankungen in den Meßintervallen werden so mit guter Genauigkeit erkannt und können in der Auswertung korrigiert werden. Abb. 4.15 zeigt ein derart gemessenes Signal vor und nach der Korrektur.

[8] Hierbei werden Prozesse konkurrierend entspechend einer Prioritätenliste vom Rechner bearbeitet. Eine genaue zeitliche Zuordnung einer Aktion ist somit nicht möglich.

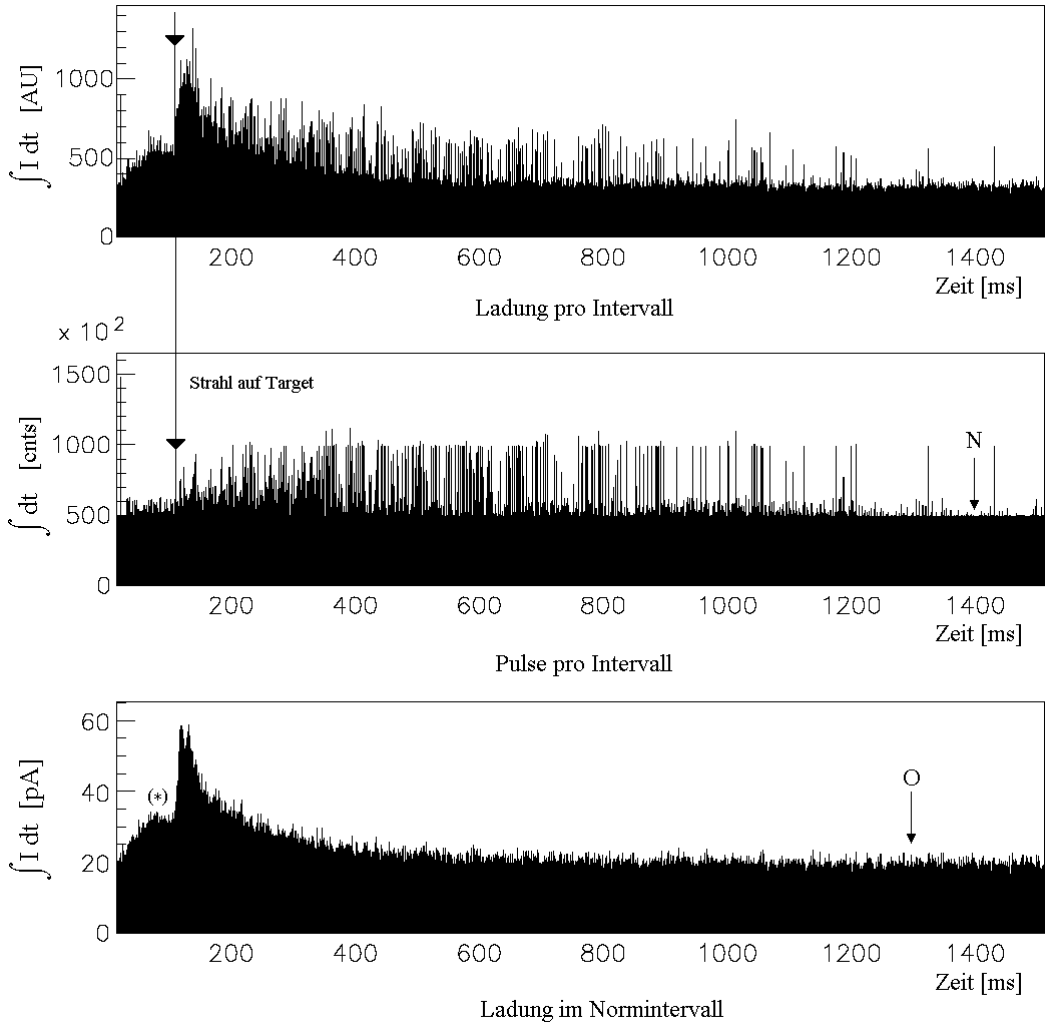

Abb. 4.15 : Digitalisierter Sekundärelektronenstrom vor und nach der Korrektur Meßbereich 100 pA als Funktion der Zeit
oben : Rohdaten des Pikoamperemeters
mitte : Normierungssignal für Rohdaten (Intervallbreitenmessung)
unten : korrigierter Stromwert

Das im mittleren Teilbild gegen die Zeit aufgetragene Normierungssignal zeigt deutliche Schwankungen, die mit dem Auftreffen des Strahls (siehe Pfeile bei etwa 100 ms in den oberen Kurven) auf das Target stark zunehmen, da die Datenaufnahme ab diesem Zeitpunkt eine hohe Auslastung besitzt. Innerhalb des „Normintervalls“ liefert die Zeitmessung in dieser Einstellung 500 Pulse (angedeutet mit Pfeil „N“). Das häufige Auftreten der doppelten Intervallänge wird hervorgerufen durch Totzeit in der Datenaufnahme. Der Vergleich des gemessenen Stromsignals vor und nach der Normierung zeigt, daß diese Maßnahme unabdingbar ist. Aus diesem Grund werden auch alle weiteren Zählersignale in gleicher Weise normiert (z.B. PIN-Dioden, Magnetrampe, Target-Multiplier, vgl. Abschnitt 2.2). Im unteren Teilbild kann nach dem Abklingen des Strahls ein konstanter Offsetpegel von etwa 20 pA abgelesen werden (Pfeil „O“; (*) wird weiter unten erklärt).

Aus dem 20 MHz Signal werden neben der Festlegung des Meßintervalls durch Teilerstufen noch die Anforderungen für das Auslesen weiterer Diagnoseelemente (PIN-Dioden, Magnetfeldrampe) sowie eine Zeitskala für jeden Minirun (Timestamp, Auflösung : 0.1 ms) abgeleitet. Zusätzlich wurden hier zeitlich äquidistante Signale für die Bestimmung der Totzeit generiert [WIE94]. Die gesamte Datenaufnahme des EDDA-Experiments ist in [SCH94] beschrieben.

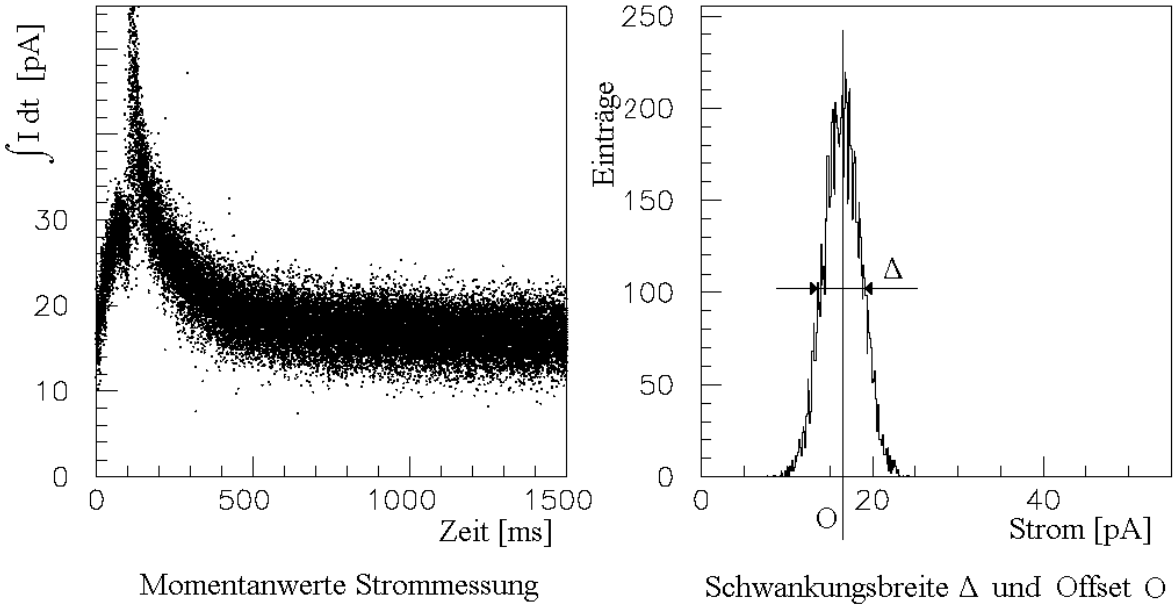

Abb. 4.16 : Sekundärelektronenstrom aus einem CH_2-Target (Mikropulsung 1:100)

Anhand einer Messung mit geringem Strahlstrom (10^8 Protonen mit Mikropulsung 1:100) wurde die Qualität der Strommessung getestet. Dazu wurden die Meßpunkte von 450 Miniruns im empfindlichsten Meßbereich übereinandergelegt (Abb. 4.16 links). Zusätzlich wurde der Bereich nach dem Verschwinden des Strahlstroms (ab 1.2 s) auf die Y-Achse projiziert (Teilbild rechts). Danach kann die Auflösung für eine Einzelmessung über die Halbwertsbreite auf etwa 5 pA festgelegt werden. Dies ist verträglich mit den theoretischen Abschätzungen von 2-3 pA aus Abschnitt 4.2.2.
Die Verteilung der Meßpunkte bei konstantem Pegel zeigt ein gaußförmiges Profil, wie es nach Gl. (4.2.4) erwartet wird. Daraus kann geschlossen werden, daß kaum periodische Störsignale registriert werden und die zeitliche Konstanz (Drift u.ä.) ausreichend gut ist. Die Schwankungen in den Flanken sind sehr schwer zu beurteilen und können vergleichbar mit den Schwankungen in der Spitze sein.
Da die Signale über längere Zeit gut reproduziert wurden, ist in Abb. 4.17 die Mittelung aus 100 Miniruns dargestellt, wie sie sich aus der Multipass-Technik ergeben würde[9]. Erwartungsgemäß reduziert sich das Rauschband nach dem Verschwinden des Strahls auf unter 2 pA. Außerdem zeigt sich am Anfang der Messung noch vor dem Kontakt des Targets mit dem Strahl eine Signalüberhöhung (etwa 10 pA bei 120 ms, Markierung (*) in Abb. 4.15).

[9] Bei einer typischen Wiederholrate von ca. 10 s entspricht eine Messung wie in Abb. 4.17 dargestellt etwa 15-20 min Strahlzeitbetrieb an COSY.

Dieser Effekt wurde bei allen Messungen, auch in anderen Meßbereichen, festgestellt und ist mit der Fahrbewegung des Targets korreliert. Allerdings ist derzeit noch unklar, welche Komponente für dieses Störsignal verantwortlich ist.

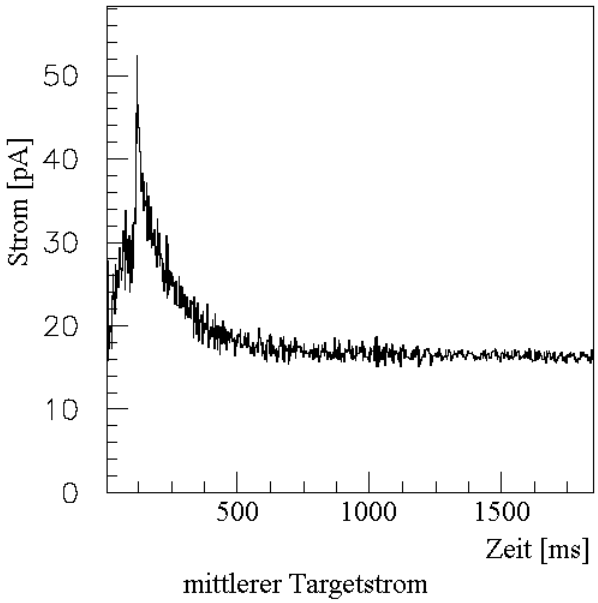

Abb. 4.17 : Sekundärelektronenstrom aus einem CH_2-Target in Multipass-Technik 100 Miniruns im empfindlichsten Meßbereich (100 pA) mit ca. 10^6 Protonen Strahlfüllung

Für einen weiteren Test wurde der sogenannte Diagnosekicker verwendet. Dabei handelt es sich um einen an COSY installierten besonders schnellen Magneten, mit dem der Strahl kurzfristig horizontal abgelenkt werden kann. Der Strahl wurde mit dem maximal erreichbaren Feld des Kickers gestört. Dies reichte aus, um den Strahl auf die Targethalterung abzulenken. Als Resultat ergibt sich ein schlagartiges Ansteigen des Sekundärelektronenstroms. Der Anstieg kann dann benutzt werden, um die Antwortzeit des Pikoamperemeters zu bestimmen. Es wurde im Bereich 300 nA eine Grenzfrequenz von mehr als 20 kHz für einen Sprung über die gesamte unipolare Skala (0-10 V) bestimmt. Dies ist in guter Übereinstimmung mit den vorab ermittelten Werten (vgl. Tab. 4.2). Für die empfindlicheren Meßbereiche wurde diese Messung nicht durchgeführt, da das Pikoamperemeter mit der verwendeten Strahlfüllung von 10^8 Protonen zu sehr übersteuert wurde.