

Das Stuttgarter-Geigerle

Version 1

Bernd Laquai 31.5.2012

Der Name „Stuttgarter Geigerle“ für diese Variante eines PIN-Dioden Geigerzählers ist angelehnt an den Brauch in meiner Heimatstadt Stuttgart alles mit der Endsilbe „le“ zu verniedlichen was man wertschätzt und was relativ klein und schnuggelig ist. Das Stuttgarter Geigerle ist ein räumlich sehr klein gebauter Geigerzähler auf der Basis eines Transimpedanz-Verstärkers (Transimpedance Amplifier, TIA) mit nachfolgendem Komparator und einer rot/grün Toggle-LED Anzeige. Die Schaltung und der mechanische Aufbau ist relativ unkompliziert verglichen mit anderen Lösungen und er ist damit sehr einfach und kostengünstig nachzubauen ohne an Wert und Funktionalität zu verlieren. Der Messverstärker folgt im Wesentlichen einem Schaltungsvorschlag für einen Photodetektor von der einstigen Firma Burr-Brown (von Texas Instruments in der Zwischenzeit übernommen). Das Original-Dokument findet sich hier:

<http://www.ti.com/lit/an/sboa035/sboa035.pdf>

Die Schaltung des Stuttgarter Geigerle ist speziell angelehnt an Fig 4a. dieses Dokuments.

Grundlagen zur Schaltung

Transimpedanz Verstärker

Heutige integrierte Operationsverstärker sind Schaltungen, die Signale in Form von Spannungen verstärken. Nun ist es aber eine Grundeigenschaft eines PN- oder PIN-Übergangs, dass er, wenn er als Photozelle betrieben wird, als Stromquelle zu sehen ist mit einem nahezu unendlich hohen Widerstand. D.h. das Eintreffen eines Strahlungsquantums, ob von sichtbarem Licht oder von radioaktiver Strahlung herrührend, erzeugt zunächst einmal einen Stromimpuls. Bei natürlicher radioaktiver Strahlung hat dieser Stromimpuls die Stärke von einigen nA pro registriertem Zerfallsakt.

Um dieses Signal zu verarbeiten muss man daraus eine Spannung generieren. Der eine Ansatz ist, diesen Strom durch einen sehr großen Widerstand fließen zu lassen, so dass an diesem Widerstand ein möglichst großer Spannungsabfall entsteht, den man dann weiter verstärken kann. Ein Problem bei diesem Ansatz ist, dass die Spannung in logarithmischer Weise von der Stärke des Stromimpulses abhängt, was aus der exponentiellen Kennlinie des PN-Übergangs folgt.

Die andere Variante ist, einen Operationsverstärker so zu beschalten, dass er den Strom direkt verstärkt und in Form einer Spannung ausgibt. Wenn man dann die Verstärkung als Quotient der Ausgangsspannung und dem Eingangsstrom definiert, dann hat dieser die Dimension eines Widerstands. Wenn man ein sinusförmiges Signal mit einer Amplitude und einer Phasenlage annimmt dann redet man in diesem Fall von der Dimension einer Impedanz. Wenn also aus 1nA am Eingang 1V am Ausgang wird, hat man eine Impedanz von 1 Gohm als „Transimpedanz-Verstärkung“. Um den Strom linear zu verstärken, darf sich die Spannung an der Diode nicht ändern. Während es in Bezug auf den konstanten, strahlungsunabhängigen Sperrstrom (Dunkelstrom) günstig wäre, diese Messspannung

konstant zu Null zu setzen, ist es im Hinblick auf die Stabilität der Schaltung und der Empfindlichkeit für schnelle Impulse besser man spannt die Diode in Sperrrichtung mit einer Spannung vor und hält sie auf einem möglichst hohen konstanten Wert, da dann die spannungsabhängige Kapazität der Diode klein ist.

Beim Transimpedanzverstärker wird nun die Detektordiode direkt am negativen Eingang des OPs angeschlossen und nur ein Rückkopplungswiderstand R_f sorgt in einer Regelschleife dafür, dass die Ausgangsspannung solange weiter absinkt, bis der Strom aus der Diode durch den Strom über den Rückkopplungswiderstand völlig aufgehoben wird, so dass die Differenz zwischen dem negativen Verstärkereingang und dem positiven Verstärkereingang Null wird. Ist der Rückkopplungswiderstand groß, bedeutet das natürlich auch ein relativ starkes Absinken der Ausgangsspannung bis der sehr kleine Diodenstrom kompensiert ist. Voraussetzung für das Funktionieren dieses Prinzips ist aber ein nahezu unendlicher Eingangswiderstand des Operationsverstärkers.

Ideales Modell des Transimpedanz-Verstärkers

Man kann den Operationsverstärker in seiner idealsten Form als gesteuerte Quelle modellieren, der die Eingangsspannungsdifferenz mit einer sehr hohen Verstärkung A (z.B. $A=1E6$) verstärkt. Wird diese ideale gesteuerte Quelle auf den negativen Eingang rückgekoppelt, dann bewirkt das, dass der Ausgang der Eingangsspannungsdifferenz entgegenwirkt, bis diese verschwindet. Man kann also von einer Eingangsspannungsdifferenz von Null im Gleichgewichtsfall ausgehen. Das vereinfacht die Berechnung deutlich.

Liegt also der positive Eingang auf Null, wird auch der negative Eingang des OP's nahe Null liegen. Daraus folgt dass die Ausgangsspannung auch am Rückkopplungswiderstand abfällt. Dazu kommt nun die Annahme, dass der OP einen unendlich hohen Eingangswiderstand besitzt, und die Eingangsleckströme in die OP-Eingänge Null sind. Daher muss also der Strom durch den Rückkopplungswiderstand gleich dem Strom durch die Diode sein. Oder anders gesagt, die Ausgangsspannung ist gleich dem Eingangsstrom multipliziert mit dem Rückkopplungswiderstand. Der Rückkopplungswiderstandswert entspricht also dem Verstärkungswert (der „Transimpedanz“). Lediglich der Faktor -1 ist noch zu berücksichtigen, da es sich um eine Gegenkopplung auf den negativen Eingang handelt.

Wer das etwas genauer in Abhängigkeit der Verstärkung berechnen möchte, kann so vorgehen:

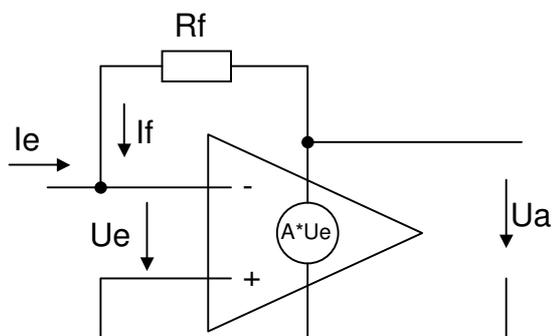


Abb. 1: Schematische Funktion des Transimpedanzverstärkers

Gemäß der Maschenregel muss sein:

$$U_a = I_f \cdot R_f + U_e$$

Unter der Voraussetzung, dass der Eingang-Leckstrom in den OP viel kleiner ist als I_e , gilt am Eingangsknoten:

$$I_f = -I_e$$

Wenn die Leerlaufverstärkung des OPs A ist, dann gilt auch:

$$U_e = U_a / A$$

Wenn man beides in die Maschenregel einsetzt, ergibt sich:

$$U_a = -I_e \cdot R_f + U_a / A$$

Löst man diese Gleichung nach U_a auf ergibt sich:

$$U_a = -I_e \cdot R_f / (1 - 1/A)$$

Jetzt kann man schnell erkennen, dass schon für $A > 1000$ hinreichend genau gilt:

$$U_a = -I_e \cdot R_f$$

Für reale OPs gilt $A > 100000$. In anderen Worten, man kann die Transimpedanz-Verstärkung für diese OP Schaltung recht genau mit $T = -R_f$ angeben.

Für große A kann man aber auch davon ausgehen, dass U_e so gut wie Null ist und sich der Eingangsknoten immer konstant nahe Null befindet, unabhängig wie groß U_a ist. Schließt man daher am negativen Eingang des OP den PN-Übergang eines Diodendetektors an, ist auf Grund der konstanten Spannung auch ein linearer Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und Diodenstrom zu erwarten. Da der Diodenstrom aber auch proportional zur Energie des einfallenden Strahlungsquantums ist, ist die Ausgangsspannung auch zur Energie des vom Detektor eingefangenen Strahlungsquantums proportional.

Dieser lineare Zusammenhang ist nicht gegeben wenn man den Diodenstrom zunächst an einem Widerstand in eine Spannung umwandelt und dann einen Spannungsverstärker benutzt, da dann ein logarithmischer Zusammenhang zwischen Diodenstrom und Spannungsabfall am Messwiderstand besteht.

Die Implementierung der Schaltung

Eingangsleckstrom und Verstärkung

Die Grundvoraussetzung für einen OP der als Transimpedanzverstärker benutzt werden soll ist ein Eingangsleckstrom, der um mindestens eine Größenordnung kleiner ist als der Strom

der verstärkt werden soll. Wenn also der Stromimpuls, der von der Diode erzeugt wird ein Nanoampere beträgt (und der Dunkelstrom der Diode auch in dieser Größenordnung liegt) dann sollte der Eingangsleckstrom im Bereich von höchstens einigen 10pA liegen. Dies ist mit Bipolartransistoren am Eingang nicht zu erreichen. Es müssen entweder Junction-FETs oder MOSFETs in der Eingangsstufe verwendet sein. Bei entsprechend sorgfältigem Aufbau der Schaltung kann man durchaus Transimpedanz-Verstärkungen bis 100Gohm erreichen.

Bandbreite und Rauschleistungsdichte

Die Bandbreite, die für OPs angegeben wird ist die Bandbreite bei Verstärkung 1 (was nicht heißen muss, dass sie bei der Verstärkung 1 stabil sind). Diese Bandbreite wird als Unity-Gain-Bandwidth oder Gain-Bandbreiteprodukt bezeichnet. Um für einen Spannungsverstärker die reale Bandbreite bei einer gewissen Verstärkung zu berechnen, muss die im Datenblatt angegebene Bandbreite noch durch die Verstärkung dividiert werden. Dies gilt für die Transimpedanzverstärker-Schaltung in ihrer idealen Form nicht. Man sieht also idealerweise die tatsächliche Unity-Gain Bandbreite. Beim Transimpedanz-Verstärker ist die reale Bandbreite lediglich durch die parasitären Kapazitäten begrenzt, vor allem durch die Kapazität der Detektor-Diode am Eingang.

Aus diesem Grund ist es sinnvoll die Detektor-Diode nicht im photovoltaischen Betrieb (ohne Vorspannung) sondern im photoleitenden Betrieb mit negativer Vorspannung (also in Sperrichtung vorgepolt) zu betreiben. Dadurch wird der PIN-Übergang ganz von Ladungsträgern freigeräumt und die Kapazität reduziert sich dramatisch. Der Nachteil dabei ist, dass man einen Dunkelstrom (Leckstrom) bekommt, der jedoch bei einer guten Diode kleiner ist als der durch das eintreffende Strahlungsquantum erzeugte Photostrom. Damit sieht die Beschaltung am Eingang wie folgt aus:

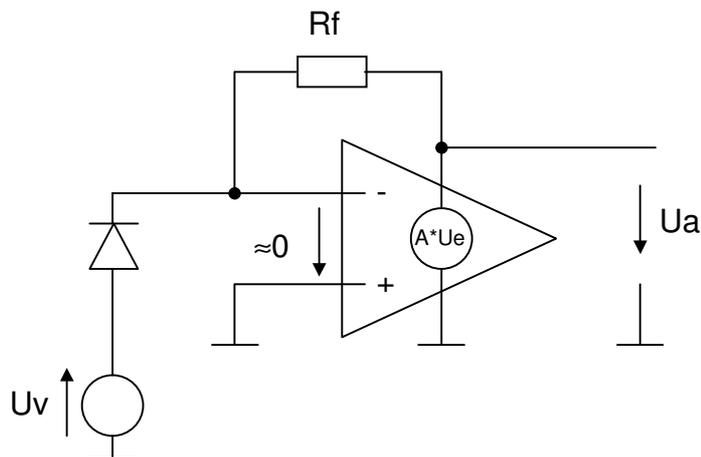


Abb. 2: Transimpedanzverstärker als Photodetektor-Verstärker im photoleitenden Betrieb

Das Rauschen beim Transimpedanzverstärker wird hauptsächlich durch das thermische Rauschen am großen Rückkopplungswiderstand R_f erzeugt ($E=4*k*T*R_f$, k Boltzmann-Konstante) sowie durch das Stromrauschen des Verstärkers (angegeben in pA/ Wurzel Hz). Leider ist das Stromrauschen nicht in allen Datenblättern angegeben. Der Term der sich im RMS-Sinne zum thermischen Rauschen durch das Stromrauschen hinzu addiert ist gegeben

durch $I_n \cdot R_f$ (I_n = Stromrauschen bezogen auf den negativen Eingang). Man sieht also, dass schnell aus einem pA einige mV werden können. Wenn man das dann noch mit der Wurzel der nötigen Bandbreite von etwa 20kHz multipliziert, dann kann man sehen, dass das Rauschen am Ausgang leicht bei mehreren 10mV liegen kann, wenn man den falschen OP auswählt. Es gibt aber OPs mit Junction-FET Eingangsstufe, die mit dem Stromrauschen eher im Femtoampere-Bereich liegen, so dass man im wesentlichen nur das thermische Rauschen sieht. Man erkennt allerdings auch daran, dass es nicht sinnvoll ist, die Bandbreite unnötig hoch zu wählen, da dann nur das Rauschen und nicht mehr das Signal verstärkt wird.

Versorgung mit einer Spannungsquelle

Oft sind OP Schaltungen so ausgelegt, dass das Bezugspotential (Masse) bei Null liegt und zwei symmetrische Versorgungsspannungen von $+V_s$ und $-V_s$ verwendet werden damit das Signal größer und kleiner als Null werden kann. Allerdings bedeutet das einen deutlich höheren Schaltungsaufwand. Daher wäre es wünschenswert nur mit einer Spannungsversorgung auszukommen. Das ist dadurch zu erreichen, dass man das Bezugspotential durch einen Spannungsteiler zwischen Masse und die positive Versorgung verlegt. Um hochfrequente Störungen abzdämpfen, sollte der Spannungsteiler mit einer Kapazität abgeblockt werden.

Damit lässt sich dann auch geschickt die negative Vorspannung der Detektordiode erreichen. Zunächst läge es nahe die Mitte der Versorgungsspannung als Bezugspotential zu wählen. Da aber die Kapazität der Diode um so geringer wird, je höher die negative Vorspannung ist, ist es günstiger, das Bezugspotential für die erste Stufe z.B. auf $\frac{3}{4}$ der Betriebsspannung zu legen. Da der DC-Anteil nicht verstärkt werden muss, kann die folgende Stufe kapazitiv angekoppelt werden und dort kann das Bezugspotential dann wieder auf die Mitte gelegt werden.

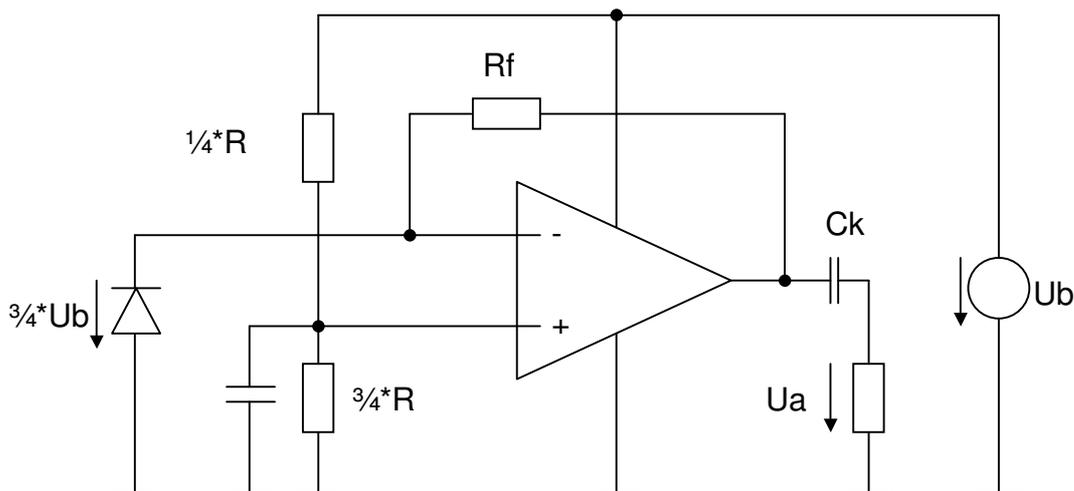


Abb.3: Versorgung des Transimpedanzverstärkers mit nur einer Versorgungsspannung (single supply Betrieb)

Stabilität

Da der Transimpedanzverstärker auf kleinste Ströme empfindlich ist und diese gewaltig verstärkt, besteht auch die Gefahr eines Übersprechens des Ausgangssignals auf den Eingang. Solange die Rückwirkung nicht invertierend verstärkt wird (Phasendrehung eines Sinussignals am Eingang um 180 Grad) ist das nicht so schlimm. Die Frequenz bei der das Signal genau um 180 Grad gedreht wird regt jedoch eine Oszillation an, welche die Schaltung unbrauchbar macht.

Nun ist aber die interne Sperrschicht-Kapazität C_d der Detektordiode genau dafür verantwortlich, dass sich mit zunehmender Frequenz die Phasenlage der im Signal enthaltenen Frequenzkomponenten verschieben. Gleichzeitig nimmt dadurch auch die Verstärkung mit zunehmender Frequenz ab. Wird der Frequenzanteil bei dem die Phase um 180 Grad gedreht noch mit einem Faktor > 1 verstärkt, dann wird die Schaltung instabil und beginnt bei dieser Frequenz zu schwingen.

Ganz grundsätzlich kann man dieser Schwingneigung, welche durch die Diodenkapazität hervorgerufen wird, durch Überbrücken des ohmschen Rückkopplungswiderstands R_f durch eine Kapazität entgegenwirken. Allerdings reduziert eine derartige Kompensationskapazität auch sehr schnell die nutzbare Bandbreite. Die zur Kompensation notwendige Kapazität muss daher sehr klein sein (meist unter 1pF), so dass bereits das Platinenlayout und die Bauteilgröße des Rückkopplungswiderstands einen erheblichen Einfluss haben.

Es ist sehr schwer präzise Kapazitäten unter 1pF zu bekommen und eine entsprechend gutes Platinenlayout zu erzeugen, so dass man hier eine besondere Schaltungstechnik anwenden muss um das Kompensations-Ziel richtig zu erreichen. Prinzipiell könnte man mehrere kleine Kapazitäten hintereinanderschalten um noch kleinere Gesamtkapazitäten zu erzeugen. Auf der anderen Seite aber ist es vorteilhaft, wenn man sich mit einer einstellbaren Kapazität genau an die Erfordernisse, die sich mit einem bestimmten Platinenlayout oder der Streuung der Bauteile ergeben haben, mit normal verfügbaren Kapazitäten anpassen könnte. Dazu hat Burr-Brown in der oben genannten Application-Note einen sehr guten Schaltungsvorschlag veröffentlicht. Er benutzt zwei größere hintereinander geschaltete Kapazitäten C , deren Verbindungsknoten über einen Trimmkondensator C_t mit Masse verbunden ist. Diese Verschaltung wirkt ähnlich wie ein kapazitiver Spannungsteiler, der nur einen Teil des rückgekoppelten Signals an den Eingang weitergibt. Daher ist die effektive Kapazität um so kleiner (im Vergleich zu den beiden Serienkapazitäten C) größer die Kapazität C_t des Trimmers eingestellt wird. Damit kann man sich auch leicht an unterschiedliche Detektordioden und an die Herstellungsvariationen des OPs anpassen.

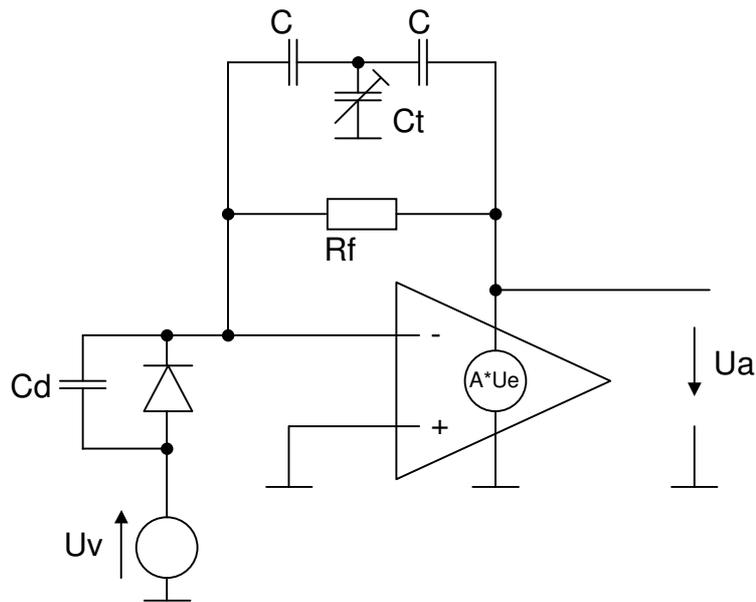


Abb. 4: Einstellbare Kompensation der Sperrschichtkapazität des Detektors

Die Zweite Verstärkerstufe

Bei Verwendung von normalen Platinen und Bestückungstechniken, empfiehlt es sich den Rückkopplungswiderstand und damit die Transimpedanz nicht größer als 10Mohm zu wählen. Parasitäre Leckströme würden diesen Versuch schnell zunichte machen. Geht man von 1nA Detektor-Stromimpulsstärke aus, bedeutet die Transimpedanz von 10Mohm eine Spannung von 10mV am Ausgang. Um sinnvoll eine Entscheidung zu treffen, ob ein Strahlungsquantum eingetroffen ist oder nicht, sollte man in die Größenordnung von wenigstens 1V des gesamten Messverstärkers kommen. Daher ist noch eine zweite Stufe mit einer Verstärkung von etwa 100 nötig. Da jedoch viele OP's auch als „Dual“-Variante in einem Gehäuse verfügbar sind, ist dies ohne großen Schaltungsaufwand möglich. Da der Ausgang der ersten Stufe bereits recht niederohmig ist, kann man nun eine klassische invertierende Spannungsverstärkerstufe verwenden, bei der man das Bezugspotential in die Mitte der Versorgungsspannung legt und sie kapazitiv von der ersten Stufe abtrennt.

Allerdings ist es auch bei der zweiten Stufe sinnvoll, den Rückkopplungswiderstand mit einer kleinen Kapazität zu überbrücken um die Bandbreite und damit das Rauschen zu begrenzen und die Stabilität zu erhöhen.

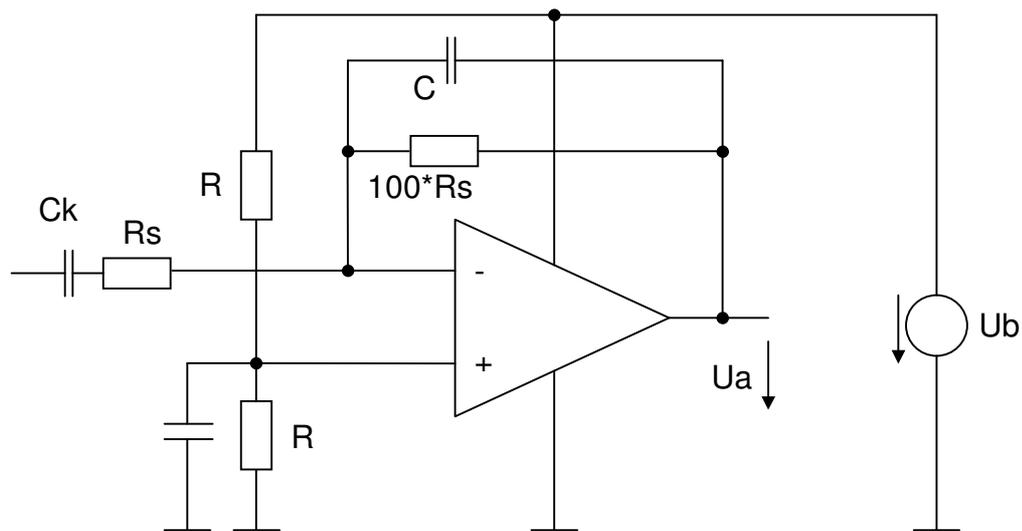


Abb. 5: Die zweite Verstärkerstufe

BauteilAuswahl

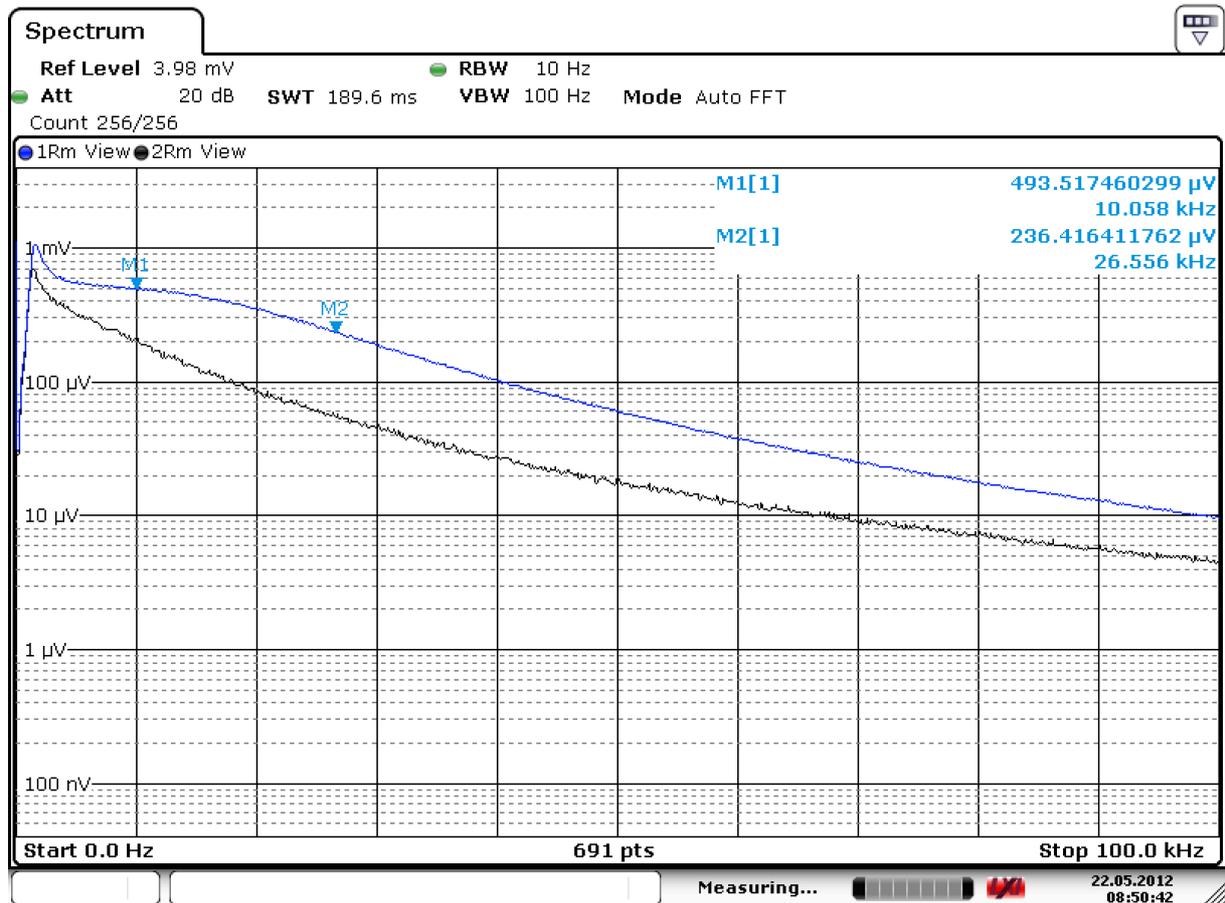
Als PIN-Detektordiode ist die BPW34 von Vishay so konkurrenzlos billig und gut, dass ich mich sehr schnell auf diese Diode konzentriert habe. Sie hat eine aktive Fläche von 7.5mm^2 was natürlich gegen ein Geiger-Müller Zählrohr sehr klein ist. Dementsprechend geringer ist die Zahl der Strahlungsquanten, die eingefangen werden, allerdings erreicht man auch eine viel bessere Ortsauflösung bei räumlich kleinen Verunreinigungen und Proben. Die Kapazität beträgt 70pF bei 0V und nur noch 25pF bei 3V . D.h. eine entsprechend negative Vorspannung lohnt sich richtig. Um eine einigermaßen akzeptable Zählrate für die natürlichen Proben zu erhalten, die mir zur Verfügung stehen (z.B. Granitsteine aus dem Schwarzwald) habe ich 3 Dioden parallel geschaltet. Ich denke man wird bis zu 5 PIN-Dioden gut parallel schalten können, verliert dabei aber zunehmend an Ortsauflösung und gerät schneller in eine Sättigung bei stark strahlenden Proben.

Das zentrale Bauteil ist der OP, der mit Sorgfalt auszuwählen ist. In den meisten Fällen kommt man um ein Prototypen-Experiment nicht herum, da die Schaltung so extrem dimensioniert werden muss, dass das ideale Op-Modell mit gesteuerten Quellen nicht ausreichend ist, das Verhalten so dominant zu bestimmen, dass die parasitären Effekte keine Auswirkung mehr hätten. Die mitbestimmenden parasitären Effekte lassen sich aber nur sehr schwer voraussagen.

Sehr guten Erfolg hatte ich mit dem J-FET OP von Analog Devices AD8666. Er hat einen Eingangsleckstrom von höchstens 1pA , 4MHz Bandbreite und wird als „Low Noise“ Verstärker mit einer Spannungs-Rauschleistungsdichte von unter $8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bezogen auf den Eingang bezeichnet (über das Stromrauschen ist leider nichts gesagt). Er ist für unter 3Euro (Stand Mai 2011) zu haben. Mit 3 parallel geschalteten BPW34 Dioden konnte ich bei einigen OP Exemplaren und zwei 10pF Kompensationskapazitäten und einem 200pF Trimmer sogar mit der minimalen Trimmereinstellung auskommen. Der OP kann mit bis zu 16V

Betriebsspannung versorgt werden, so dass man auch eine gute negative Vorspannung für die Detektordiode erreichen kann.

Den Frequenzgang der Schaltung konnte ich mit einer mit Rauschen modulierten schwach leuchtenden LED und einer lichtdichten Abschirmung ganz gut bestimmen. Mit 10Mohm Rückkopplungswiderstand und drei BPW34 PIN-Dioden als Detektor und dem 200pF Trimmer auf Minimalstellung betrug die 3dB Bandbreite 26kHz.



Date: 22.MAY.2012 08:50:42

Abb. 6: Mit weißem Strahlungsrauschen gemessener Frequenzgang des Messverstärkers. Blaue Kurve: Trimmer 0pF, schwarze Kurve: Trimmer 200pF

Die zweite Stufe koppelte ich mit 100nF an um den DC Anteil der ersten Stufe zu unterdrücken und stellte die Verstärkung über $R_s=1k$ und $R_f=100k$ auf 100 ein. Damit erhält man mit einer alten Armbanduhr mit radiumhaltigen Leuchtziffern Impulse mit bis zu 2V Amplitude. Das Rauschen liegt bei unter 20mV rms. Die Stromaufnahme im Betrieb des AD8666 lag bei 5mA.

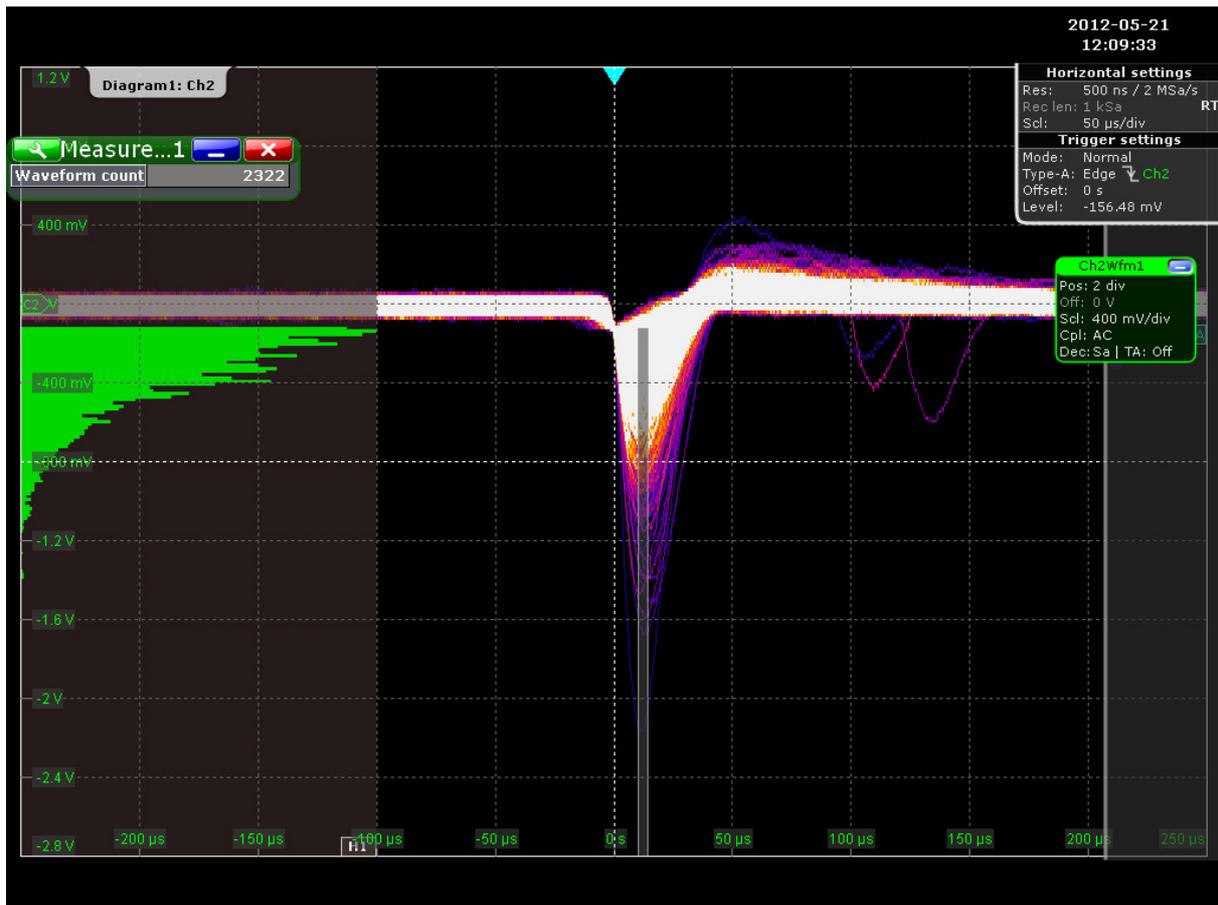


Abb.7: Verstärkte Impulse des Detektors bei einer Strahlung von radiumhaltigen Leuchtziffern einer alten Armbanduhr. Das Histogramm (grün) zeigt die Verteilung der erreichten Impulshöhen (Haushalts-Alufolie als Detektorabdeckung)

Auch mit dem AD4001 von Analog Devices (der dem AD8666 sehr ähnlich ist) lief der Verstärker auch stabil, allerdings benötigte ich zweimal 20pF als Kompensationskapazität. Ein Experiment mit dem CMOS OP von Linear Technology LTC6241HV lieferte vergleichbar gute Ergebnisse wie der AD8066. Er ist mit noch weniger Rauschen und noch geringerem Eingangsleckstrom spezifiziert und ebenfalls Pin-kompatibel im gleichen SOIC-Gehäuse verfügbar.

Komparator und Impulsverlängerung

Impulse in der Größe von 1V bei einem Rauschen von unter 20mV lassen sich bequem digitalisieren. Bei > 10us Impulsdauer kann dazu ein sehr einfacher und billiger OP wie z.B. der LM358 von National benutzt werden, der auch nicht viel Strom benötigt. Um die Komparatorschwelle präzise genug einstellen zu können, benötigt man einen guten mindestens 10-gängigen Trimpoti, den man zwischen zwei zusätzliche Vorwiderstände einbettet um den Einstellbereich etwas zu spreizen. Da die zweite Verstärkerstufe die Impulse der ersten Verstärkerstufe invertiert, muss die Komparatorschwelle ca. 50mV unterhalb des Bezugspotentials der zweiten Verstärkerstufe eingestellt werden, also 50mV unterhalb der halben Versorgungsspannung, so dass die negativen Impulse den Komparator sicher triggern und das Rauschen nicht.

Um rein nur die Komparatorfunktion zu erreichen ist weder eine Gegen- noch eine Mitkopplung vom Ausgang her nötig. Der Komparator würde so eine Verstärkung erzeugen, die der Leerlaufverstärkung des OPs entspricht. Die Ausgangsspannung ist dann nur dadurch begrenzt, dass der Arbeitsbereich des OP auf einen Bereich, der etwas kleiner als die Versorgungsspannung ist, beschränkt ist. Damit erreichen die Komparatorimpulse eine Amplitude, die etwas geringer als die Versorgungsspannung ist und die gleiche Dauer der Detektorimpulse haben. Das ist zunächst zu kurz um sichtbar oder hörbar zu sein. Führt man jedoch eine kapazitive Mitkopplung C_m ein, lassen sich die Impulse leicht so verlängern, dass man sie hören kann. Die Kapazität C_m wirkt auf kurze Dauer wie ein Kurzschluss. Im ersten Augenblick verschiebt sie daher die Komparatorschwelle so gegen das mit dem Trimpoti eingestellte Bezugspotential, dass der Komparator nicht zurück kippt, auch wenn das Eingangssignal den stationären Schwellwert bereits wieder erreicht hat. Nach einer gewissen Zeit entlädt sich die Mitkopplungskapazität aber wieder, so dass sich erst dann der stationäre Schwellwert einstellt und der Komparator zurückkippt. C_m und R ergeben also die bestimmende Zeitkonstante, die im Millisekunden-Bereich liegen sollte damit die Impulse hörbar sind.

Da der LM358 OP ebenfalls ein Dual-OP ist, kann der zweite Verstärker nochmals als Pufferung und zur Invertierung in positive Impulse benutzt werden. Danach kann man das Signal über ein Serien R-C Glied gleichstromfrei direkt auf einen Kopfhörer geben oder auf eine weitere Auswerteeinheit leiten.

Zusätzlich empfiehlt es sich die Stromversorgung aus einer Batterie oder einem Akku sowohl im Fall des Messverstärkers wie auch beim Komparator mit einem RC oder LC Glied zu filtern um zu verhindern, dass Störungen beim Umschalten des Komparators auf den Messverstärker zurückwirken und so eine Oszillation entsteht.

Optische Anzeigeeinheit

In lauter Umgebung oder wenn man z.B. auf einem Flohmarkt nach Proben schaut, ist es ganz geschickt, wenn eine optische Anzeige zur Verfügung steht und die akustische Anzeige abgeschaltet bleibt. Das Geräusch eines Geigerzählers kann nämlich bei etlichen Menschen starke Nervosität hervorrufen, die man nicht so einfach wieder ausräumen kann. Da man kurze Lichtimpulse schwer erkennen kann, ist es hilfreich, wenn man die Impulse dazu benutzt zwei LEDs gegenphasig toggeln zu lassen. Eine rot/grün dual-LED in einem Gehäuse ist dafür eine recht platzsparende Lösung.

Da die für Messverstärker und Komparator verwendeten OPs alle mit bis zu 15V Betriebsspannung arbeiten und die Bezugspotentiale alle prozentual mit der Betriebsspannung skalieren, ist es natürlich wünschenswert dass auch die Anzeigeeinheit unabhängig von der Betriebsspannung ist, ohne dass man einen stromfressenden Spannungsregler einsetzen muss. Ein Toggle-FlipFlop (JK-Flip Flop) mit diesen Eigenschaften ist aus der 4000er CMOS Serie erhältlich, das mit variablen Betriebsspannungen bis 15V problemlos arbeitet und welches eine Schaltschwelle bei 50% unabhängig von V_{dd} hat. Damit können zwei LEDs an Q und Q_n angeschlossen werden und J und K so beschaltet werden, dass die LEDs mit jedem eintreffenden Impuls vom Komparator gegenphasig toggeln. Der HEF4027 enthält noch ein zweites Flip-Flop, welches man aber um den Stromverbrauch zu begrenzen, still legen sollte. Betreibt man Messverstärker, Komparator

und Anzeigeeinheit nun zusammen, dann benötigt eine rot/grün gegenphasig togglende LED genauso viel Strom wie der Messverstärker und der Komparator zusammen nämlich etwa ca. 15mA.

Die Gesamtschaltung

Die Gesamtschaltung für das Stuttgarter Geigerle ergibt sich aus dem Hintereinander-Verschalten von Messverstärker, Komparator und LED Anzeigeeinheit. Die Schaltung kann natürlich auch ohne die LED Anzeigeeinheit betrieben werden und ist dann noch stromsparender wenn zum Beispiel nur ein Kopfhörer angeschlossen wird (Stromverbrauch ca. 6mA).

Als Stromversorgung kann ein 9V Block, ein 9.6V NiMH Akku (8Zellen) oder ein 11.1V LiPo Akku (3 Zellen) verwendet werden. Der Vorteil der Schaltung ist, dass die Schaltschwellen automatisch mit der Versorgungsspannung skalieren und nicht für jede Betriebsspannung neu justiert werden müssen und kein Spannungsregler benötigt wird.

Es ist auch leicht möglich einen eingebauten Akku über eine 12V Solarzelle geladen zu halten. Damit wird man dann von Batterien unabhängig und hat in einem eventuellen Ernstfall, wenn es mit hoher Wahrscheinlichkeit keine Batterien mehr zu kaufen gibt, immer noch eine langfristig gesicherte Stromversorgung für das dann wohl sehr wertvolle Messgerät.

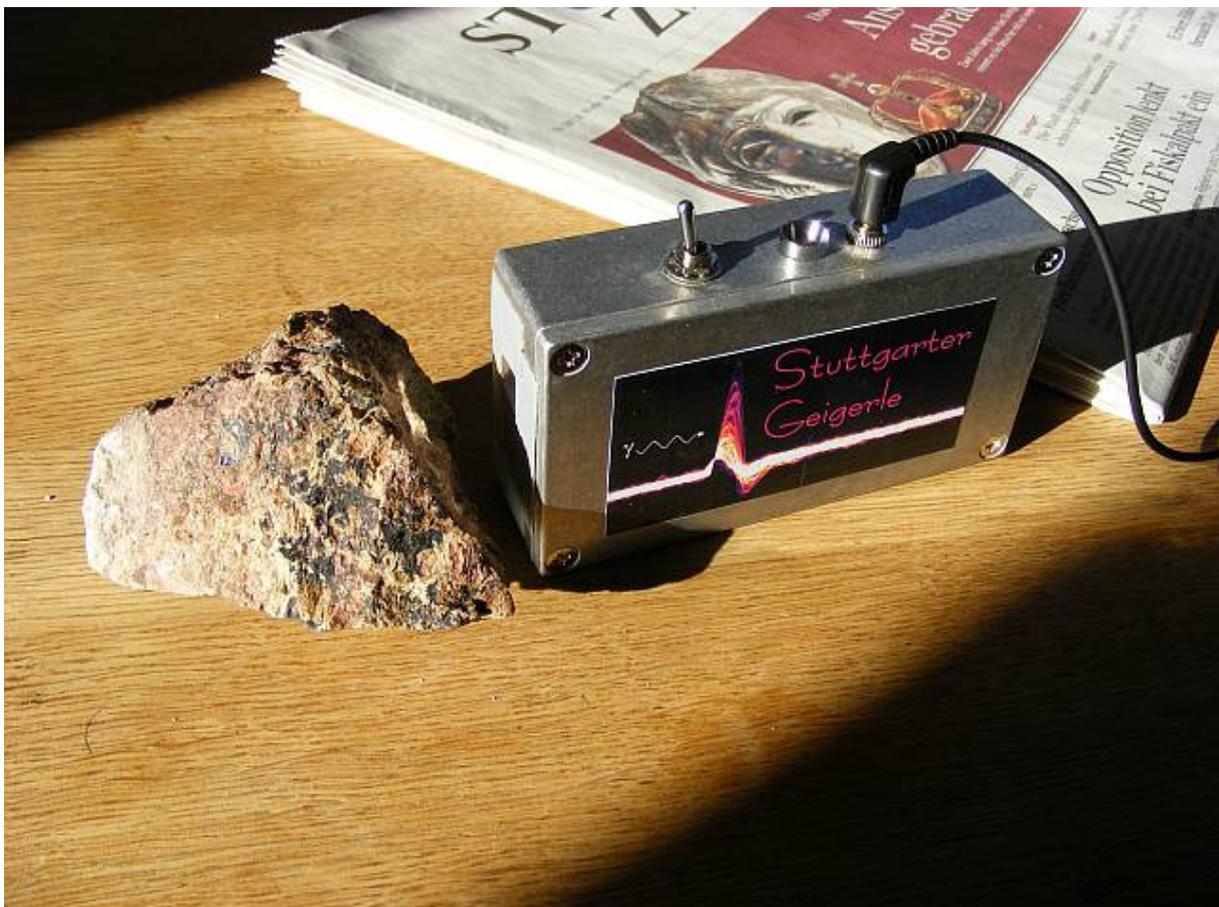


Abb. 8: Stuttgarter Geigerle mit uranhaltigem Granitstein aus dem Schwarzwald als Probe

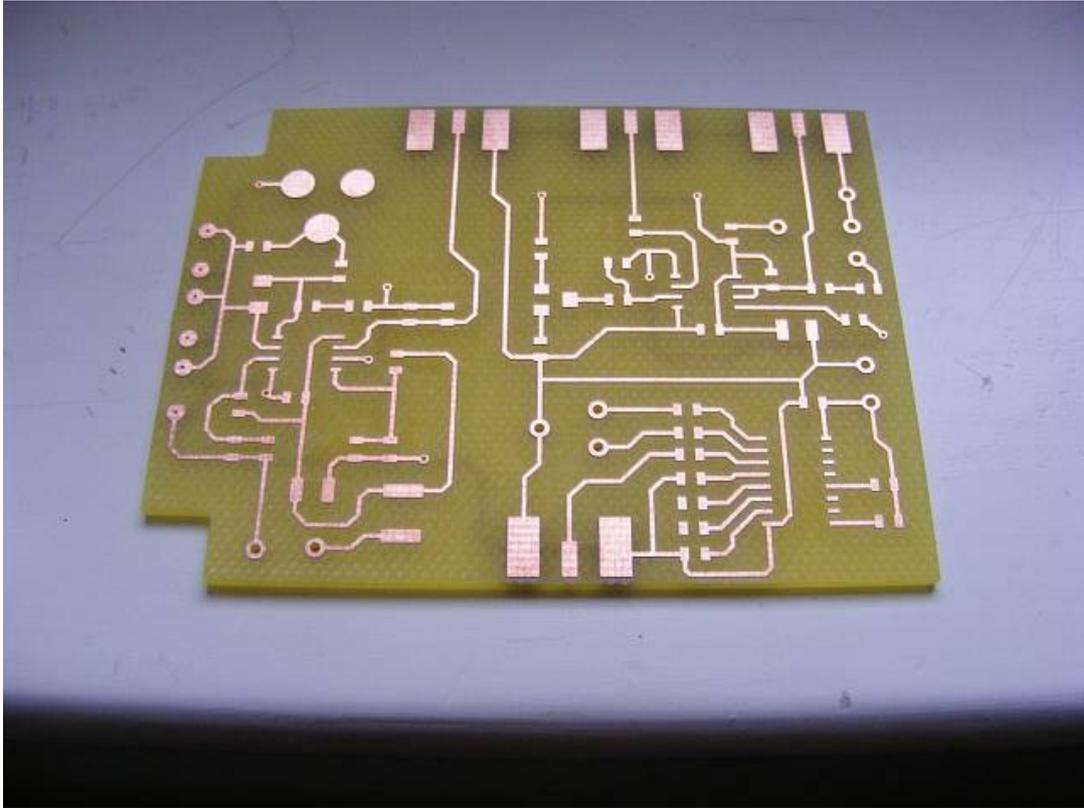


Abb. 9: Prototypen Platine mit zusätzlichen Testfunktionen



Abb. 10: Innenleben des Prototyps



Abb. 11: Unverschlossene Blendenöffnung



Abb. 12: Mit selbstklebender Alufolie verschlossene Blendenöffnung

Abb. 13 Schaltplan Stuttgarter Geigerle

