

Pyroelektrische Detektoren mit integriertem Operationsverstärker für hohe Modulationsfrequenzen

Norbert Neumann, Hannjo Sänze, Matthias Heinze, InfraTec GmbH Dresden

Manuskripteingang: 02. Dezember 2005; zur Veröffentlichung angenommen: 03. Dezember 2005

Durch die Entwicklung einer Familie von pyroelektrischen Detektoren mit integriertem Transimpedanzverstärker können die Vorteile des Strombetriebs auch für Modulationsfrequenzen bis in den kHz-Bereich konsequent genutzt, die Applikation solcher Detektoren vereinfacht sowie neue Einsatzfelder wie z. B. die Absorptionsspektroskopie mit Quanten-Kaskaden-Lasern eröffnet werden. Die wesentlichen Vorteile des Transimpedanzverstärkers ergeben sich aus der niedrigen elektrischen Zeitkonstante τ_E und dem Kurzschlussbetrieb des pyroelektrischen Elements. Um auch bei hohen Modulationsfrequenzen über eine genügend hohe Empfindlichkeit von z. B. 7500 V/W zu verfügen, wird ein möglichst flacher Amplitudengang der Empfindlichkeit bis über 1 kHz angestrebt. Erreicht wird dies durch eine elektrische Zeitkonstante von (0,1...1) ms und eine hohe Bandbreite des Operationsverstärkers von mindestens 1 MHz. Im Einzelnen wird beschrieben, wie die Forderungen umgesetzt werden können und welche Kompromisse einzugehen sind.

Schlagwörter: Pyroelektrischer Detektor, Strombetrieb, Transimpedanzverstärker, Quanten-Kaskaden-Laser

Pyroelectric Detectors with Integrated Operational Amplifier for High Modulation Frequencies

In order to use the advantages of the current mode operation a pyroelectric detector family with integrated transimpedance amplifier (TIA) was developed particularly for modulation frequencies up to the kHz range with a simplified external circuitry for new application fields, e. g. absorption spectroscopy using quantum-cascade-laser. The essential advantages of the TIA arise from the small electrical time constant τ_E and the short-circuiting of the pyroelectric element. A flat amplitude response up to some kHz was aimed at for a sufficiently high response of 7500 V/W, appr., also at high modulation frequencies. This can be achieved through a electrical time constant of 1 ms or less and a wide bandwidth of the op amp. The article describes in detail how these demands were accomplished and which compromises had to be accepted.

Keywords: Pyroelectric detector, current mode, transimpedance amplifier, quantum cascade laser

1 Einleitung

Pyroelektrische IR-Detektoren können sowohl im Spannungs- als auch im Strombetrieb benutzt werden. Häufig wird der Spannungsbetrieb mit einem JFET-Sourcefolger und der Strombetrieb durch einen Transimpedanzverstärker (TIA) realisiert. Durch die Entwicklung einer Familie von Detektoren mit integriertem OV sollten die Vorteile des Strombetriebs insbesondere für Modulationsfrequenzen bis in den kHz-Bereich konsequent genutzt werden. Weitere Ziele sind die Vereinfachung der Applikation pyroelektrischer Detektoren sowie die Erschließung neuer Einsatzfelder, wie z. B. die Absorptionsspektroskopie mit Quanten-Kaskaden-Lasern (QCL). Quanten-Kaskaden-Laser emittieren im infraroten Spektralbereich mit einer Puls-Energie im Bereich von $10^{-7} \dots 10^{-8}$ Ws und Wiederholraten von einigen zehn Hz bis zu einigen hundert kHz [1]. Da eine einfache Peltier-Kühlung des QCL ausreicht, könnten preiswerte Spektroskopiesysteme aufgebaut werden, wenn empfängerseitig ungekühlte, schnelle, hochempfindliche Infrarotempfänger zur Verfügung stehen. Übliche pyroelektrische Laserdetektoren sind für QCLs zu unempfindlich. Schnelle pyroelektrische Detektoren mit optimiertem Strombetrieb haben das Potenzial, die zunächst gegensätzlich erscheinenden Parameter Empfindlichkeit und Modulationsfrequenz für ein hohes Detektionsvermögen zusammenzuführen.

2 Prinzipielle Lösung

In Bild 1 sind die Schaltpläne des traditionellen JFET-Sourcefolgers und eines Transimpedanzverstärkers als Beispiel für den Spannungs- und Strombetrieb pyroelektrischer Detektoren dargestellt.

Die Empfindlichkeit pyroelektrischer Detektoren kann unabhängig von der Betriebsart durch die

Gln. (1) bis (3) beschrieben werden, wobei vorerst die Bandbreite des OV unberücksichtigt bleibt:

$$R_V = \frac{\tilde{u}_S}{\tilde{\Phi}_S} = \alpha \tau_F \frac{p}{c'_P d_P} R_{G/fb} \frac{\omega \tau_T}{\sqrt{1 + (\omega \tau_T)^2}} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_E)^2}} \tag{1}$$

$$\tau_{E\ VM} = C_P R_G \text{ für den Spannungsbetrieb} \tag{2}$$

$$\tau_{E\ CM} = C_{fb} R_{fb} \text{ für den Strombetrieb} \tag{3}$$

mit der Signalspannung u_S , dem einfallenden Strahlungsfluss Φ_S , dem Absorptionskoeffizienten α des pyroelektrischen Chips, dem IR-Filter-Transmissiongrad τ_F , dem pyroelektrischen Koeffizienten p , der volumenspezifischen Wärmekapazität des pyroelektrischen Chips c'_P , der Dicke des pyroelektrischen Chips d_P , der Kreisfrequenz ω , der thermischen Zeitkonstante τ_T , der elektrischen Zeitkonstante τ_E , der Rückkoppelkapazität C_{fb} , dem Gatewiderstand R_G und dem Rückkoppelwiderstand R_{fb} [2]. Die elektrische Zeitkonstante τ_E , gebildet durch die Komponenten R_{fb} und C_{fb} im Rückkoppelzweig, kann bei Einsatz schneller OVs weitgehend unabhängig von der Kapazität des pyroelektrischen Elements gewählt werden. Damit ein möglichst flacher Amplitudengang der Empfindlichkeit bis zu hohen Frequenzen beobachtet werden kann, muss die Rückkoppelkapazität C_{fb} möglichst klein sein.

Moderne CMOS-OVs erfüllen die Anforderungen, die sich aus dem Streben nach einem großen Signal/Rausch-Verhältnis ergeben, in hohem Maße. Insbesondere zeichnen sie sich durch hohe Eingangsimpedanz, niedriges Eingangs-Strom- und Spannungsrauschen, großes Verstärkungs-Bandbreite-Produkt und niedrige Leistungsaufnahme aus. Auch ihre kleine Chipgröße, Verfügbarkeit und relativ niedrige Preise machen sie für den Einsatz im neuen Detektor-konzept attraktiv. Will man den Einfluss der begrenzten Bandbreite und der damit verbundenen Phasendre-

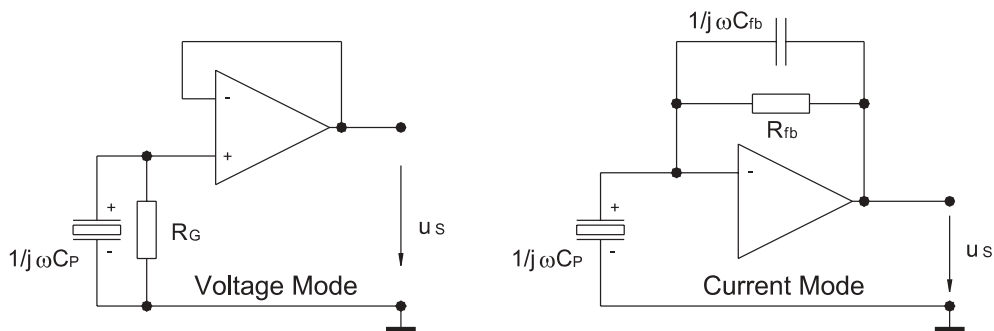


Bild 1: Schematische Schaltpläne von Sourcefolger und Transimpedanzverstärker.
Figure 1: Schematic circuitry of the source follower and the transimpedance amplifier.

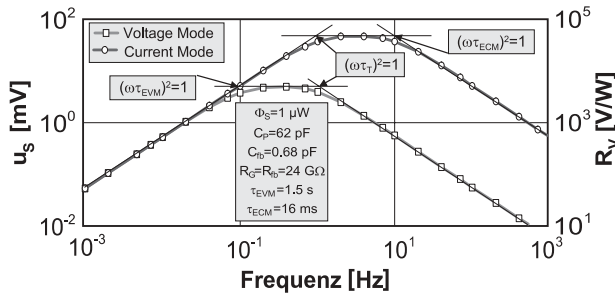


Bild 2: Vergleich des Amplitudengangs der Empfindlichkeit eines pyroelektrischen Detektors im Spannungs- und Strombetrieb.
Figure 2: Responsivity of a pyroelectric detector in voltage and current mode.

Die Wahl des OV auf den Amplitudengang des Signals berücksichtigen, muss man die Empfindlichkeit eines pyroelektrischen Detektors durch ein System 2. Ordnung beschreiben:

$$R_V = \alpha \tau_F \frac{p}{c'_p d_P} \frac{\omega \tau_T}{\sqrt{1 + (\omega \tau_T)^2}} \frac{R_{fb}}{\left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2}\right)^2 + \left(2z \frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \right]^{1/2}} \quad (4)$$

$$\text{mit } \omega_r = \left[(2\pi f_C) \left(\frac{1}{R_{fb} (C_i + C_{fb})} \right) \right]^{1/2} \quad (5)$$

Z beschreibt die Dämpfung des Amplitudengangs, ω_r ist die Resonanz-Kreisfrequenz und f_C die so genannte Crossover-Frequenz bzw. Bandbreite des OV. C_i ist die Summe der Kapazitäten am invertierenden OV-Eingang, gebildet aus der Eingangskapazität C_{IN} des OV, der Kapazität des pyroelektrischen Elements C_P und der Kapazität des Kompensationselements C_K :

$$C_i = C_{IN} + C_P + C_K \quad (6)$$

Für $z = 1$ erreicht man die maximale Dämpfung, aber auch kleinste Bandbreite, da sich das System wie ein Tiefpass 1. Ordnung verhält. Ab einer Dämpfung von $z \leq 0,707$ beobachtet man ein zunehmendes Überschwingen des Signals, das für $z = 0,59$ bereits 5% beträgt. Besonders Augenmerk gilt der Größe der Rückkoppel-Kapazität. Ein flacher Amplitudengang bis zu hohen Frequenzen erfordert eine möglichst kleine Rückkoppel-Kapazität, die jedoch nicht kleiner als in Gl. (7) beschrieben sein sollte, um das Überschwingen des Signals bei hohen Frequenzen zu begrenzen [3]:

$$C_{fb} \geq \frac{1}{2\pi R_{fb} f_C} \left\{ 2z^2 - 1 + 2z (z^2 - 1 + 2\pi R_{fb} f_C C_i)^{1/2} \right\} \quad (7)$$

Die Rückkoppel-Kapazität C_{fb} kann um so kleiner gewählt werden, je höher die Crossover-Frequenz f_C des OV und der Rückkoppel-Widerstand R_{fb} sowie je niedriger die wirksame Kapazität am invertierenden Eingang des OV C_i und die Dämpfung z sind. Weiterhin wird durch den kapazitiven Spannungsteiler aus der Rückkoppel-Kapazität C_{fb} und den Kapazitäten am OV-Eingang C_i das Eingangs-Spannungsrauschen des OV e_{ni} verstärkt:

$$\tilde{u}_{nU} = e_{ni} \frac{\left[1 + (\omega C_i R_{fb})^2 \right]^{1/2}}{\left[1 + (\omega C_{fb} R_{fb})^2 \right]^{1/2}} \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{f}{f_C} \frac{C_{fb} + C_i}{C_{fb}} \right)^2 \right]^{1/2}} \quad (8)$$

Daher spielt bei der Auswahl des OV auch ein niedriges Eingangs-Spannungsrauschen und ein hohes Verstärkungs-Bandbreite-Produkt eine große Rolle.

3 Detektorkonzept

In Tabelle 1 sind für verschiedene Kombinationen von Rückkoppelwiderständen und Crossover-Frequenzen des OV die berechneten minimalen Rückkoppelkapazitäten sowie die elektrischen Zeitkonstanten τ_E und die Resonanzfrequenzen f_r zusammengestellt.

Nur mit Rückkoppel-Widerständen von 5 GΩ und mit OVs mit Crossover-Frequenzen von mindestens 1 MHz erreicht man flache Amplitudengänge bis in den kHz-Bereich. Niedrigere Rückkoppel-Widerstände als 5 GΩ sind nicht sinnvoll, weil dadurch Empfindlichkeit und NEP des pyroelektrischen Detektors noch weiter sinken. Aufgrund parasitärer Leitungskapazitäten und

R_{fb} [Ω]	f_C [Hz]	C_{fb}	τ_E [s]	f_r [Hz]
$1,0 \cdot 10^{11}$	$2,0 \cdot 10^5$	$3,20 \cdot 10^{-14}$	$3,2 \cdot 10^{-3}$	$7,0 \cdot 10^1$
$2,4 \cdot 10^{10}$	$2,0 \cdot 10^5$	$6,54 \cdot 10^{-14}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^2$
$1,0 \cdot 10^{10}$	$2,0 \cdot 10^5$	$1,01 \cdot 10^{-13}$	$1,0 \cdot 10^{-3}$	$2,2 \cdot 10^2$
$5,0 \cdot 10^9$	$2,0 \cdot 10^5$	$1,43 \cdot 10^{-13}$	$7,2 \cdot 10^{-4}$	$3,1 \cdot 10^2$
$5,0 \cdot 10^9$	$1,3 \cdot 10^6$	$5,62 \cdot 10^{-14}$	$2,8 \cdot 10^{-4}$	$8,0 \cdot 10^2$
$5,0 \cdot 10^9$	$8,0 \cdot 10^6$	$2,26 \cdot 10^{-14}$	$1,1 \cdot 10^{-4}$	$2,0 \cdot 10^3$

Tabelle 1: Minimale Rückkoppelkapazitäten und Resonanzfrequenzen für verschiedene Kombinationen von Rückkoppelwiderstand und Crossover-Frequenz ($z = 0,707$).

Table 1: Minimum feedback capacitances and resonant frequencies for several combinations of feedback resistances and cross-over frequencies ($z = 0.707$).

der Eigenkapazität der Höchstohm-Chipwiderstände sind Rückkoppel-Kapazitäten von wenigen 10 fF nur durch sorgfältiges Layout, kapazitätsarme Bauelemente und durch Reihenschaltung von Widerständen zu erzielen. Die Bedeutung der Bandbreite des OV für Detektoren mit hoher Grenzfrequenz liegt auf der Hand. Jedoch steigt im Allgemeinen die Verlustleistung mit steigender Bandbreite. Während der OV mit einer Crossover-Frequenz von 0,2 MHz eine Verlustleistung von 0,3 mW hat, verbraucht der OV mit einer Crossover-Frequenz von 1,3 MHz bereits 4 mW bzw. 6 mW bei 8 MHz. Da der OV im Detektor integriert ist, verursacht seine Verlustleistung eine Temperaturänderung des gesamten Detektors beim Einschalten, die über das pyroelektrische Detektorelement eine Offset-Drift am Ausgang verursachen würde. Dem kann mit einer thermischen Kompensation durch ein antiparalleles Kompensationselement und der Begrenzung der Verlustleistung auf wenige mW begegnet werden. Bild 3 zeigt den Aufbau der Detektormuster. Der Detektor ist in einem TO5-Gehäuse untergebracht. Der CMOS-Operationsverstärker, der pyroelektrische Chip und der Rückkoppelwiderstand sind auf einem Dickschicht-Verdrahtungsträger montiert. Der Verdrahtungsträger ist so ausgeführt, dass durch Variation der Aufbau- und Verbindungstechnik Rückkoppel-Kapazitäten von ($10^{-14} \dots 7 \cdot 10^{-13}$) F realisiert werden können. Auf eine Reihenschaltung von Chipwiderständen wurde aus Platzgründen verzichtet und ein Chipwiderstand von 5 GΩ in der Bauform 0805 verwendet.

In Bild 4 ist der Amplitudengang von drei unterschiedlichen Detektormustern, jeweils bestückt mit

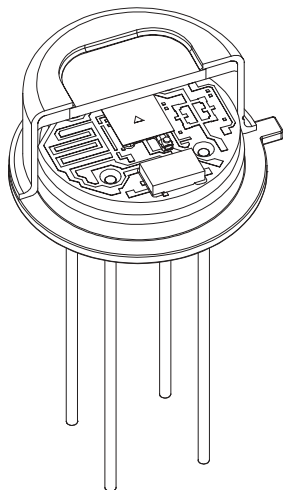


Bild 3: Aufbau eines Detektormusters mit integriertem OV.

Figure 3: Set-up of a detector with integrated amplifier.

einem 5-GΩ-Rückkoppel-Widerstand, dargestellt. Durch eine extrem niedrige parasitäre Rückkoppel-Kapazität von ca. 20 fF bzw. 60 fF in Kombination mit breitbandigem OV mit einer Crossover-Frequenz von 1,3 MHz bzw. 8 MHz können flache Amplitudengänge bis 900 Hz bzw. bis 2 kHz realisiert werden.

Im Bild 5 ist die Rauschdichte von Detektormustern dargestellt. Während sich beim Muster A aufgrund der relativ hohen Rückkoppel-Kapazität von 700 fF das Eingangsspannungsrauschen e_{ni} des OV kaum bemerkbar macht, ergibt sich für Rückkoppel-Kapazitäten von ca. 20 fF eine deutliche Überhöhung der Rauschdichte bei der Resonanzfrequenz f_r . Deutlich wird auch, dass der $1/f$ -Abfall der Rauschdichte bei umso höheren Frequenzen einsetzt, je höher die Bandbreite des OV ist.

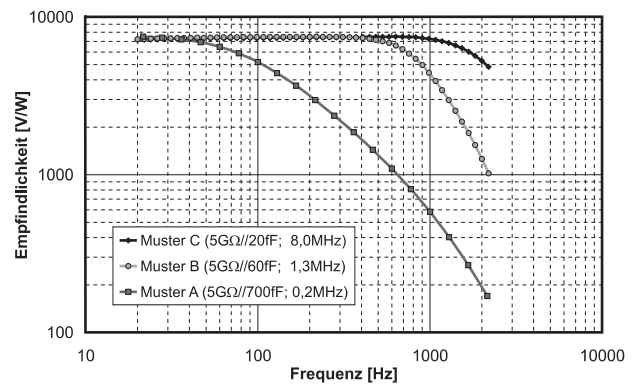


Bild 4: Amplitudengang der Empfindlichkeit für Detektormuster mit 5-GΩ-Rückkoppel-Widerstand.

Figure 4: Responsivity of detector samples with 5 GΩ feedback resistance.

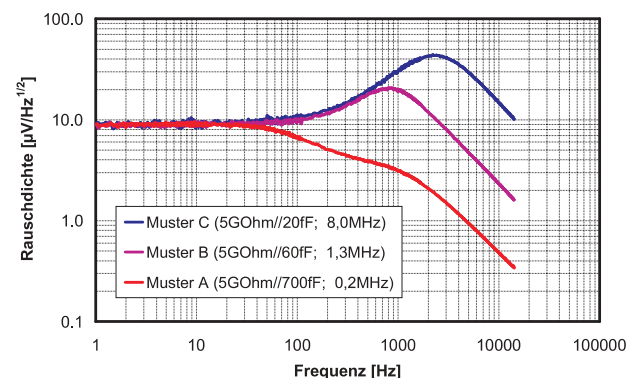


Bild 5: Rauschdichte von Detektoren mit 5-GΩ-Rückkoppel-Widerstand.

Figure 5: Noise density of detectors with 5 GΩ feedback resistance.

4 Applikationsbeispiel

Ein Detektormuster des Typs „B“ wurde für die Signalmessung eines Quanten-Kaskaden-Lasers Specdilas QF-1810 der Firma LASERCOMPONENTS GmbH benutzt. Die Peak-Ausgangsleistung des Lasers beträgt etwa 100 mW bei einer Pulsweite von 100 ns. Im Bild 6 ist das Oszillogramm des Detektorsignals bei einer Wiederholfrequenz von 1081 Hz dargestellt. Der Signalpegel liegt bei 334 mV. Die NEP (Noise-Equivalent-Power) beträgt bei 1081 Hz etwa $5 \text{ nW/Hz}^{1/2}$, wodurch eine sehr hohe Auflösung für Spektroskopie-Anwendungen garantiert wird.

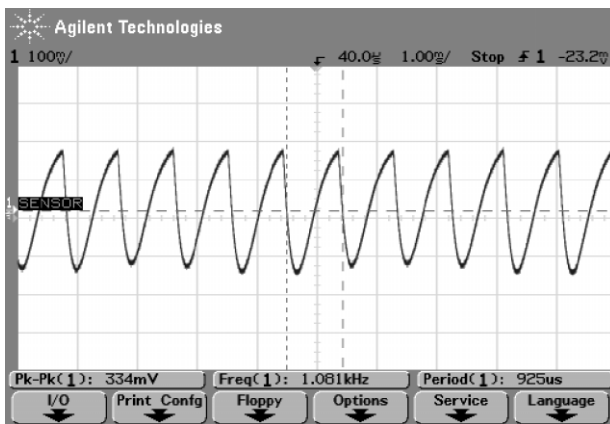


Bild 6: Oszillogramm eines QCL mit einem Detektormuster des Typs „B“.

Figure 6: Oscillogram of a QCL recorded with a detector sample of type "B".

Literatur

- [1] Specdilas Q-Series, Data Sheet Lasercomponents GmbH, <http://www.lasercomponents.de/pdf/lc/q-xxxx-mte.pdf>.
- [2] N. Neumann, H.J. Stegbauer, H. Sänze, M. Gürtner, F. Schneider: Application of Fast Response Dual-Colour Pyroelectric Detectors with Integrated Op Amp in a Low Power NDIR Gas Monitor. In: Proc. 8th Int. Conference for Infrared Sensors and Systems, IRS², 2004, S. 183–188.
- [3] J. Graeme: Photo Diode Amplifiers: Op Amp Solutions. Mc Graw Hill, 1995, S. 58.



Autoren von links: H. Sänze, M. Heinze, N. Neumann.

Dr.-Ing. habil. Norbert Neumann ist F&E-Leiter im Geschäftsbereich Sensorik der Fa. InfraTec GmbH.
Hauptarbeitsgebiete: Entwicklung von Infrarot-Detektoren und IR-optischer Mikrosysteme.

Hannjo Sänze ist Entwicklungsingenieur im Geschäftsbereich Sensorik der Fa. InfraTec GmbH.
Hauptarbeitsgebiete: Aufbau- und Verbindungstechnik für pyroelektrische Detektoren.

Dr.-Ing. Matthias Heinze ist Mitgründer und Geschäftsführer der Fa. InfraTec GmbH.
Hauptarbeitsgebiete: Konstruktion Pyroelektrischer Infrarot-Detektoren.
Adresse: InfraTec GmbH, Gostritzer Str. 61–63, 01217 Dresden, Tel.: +49 (0351) 871 8620, Fax: +49 (0351) 871 8727, E-Mail: sensor@infratec.de