

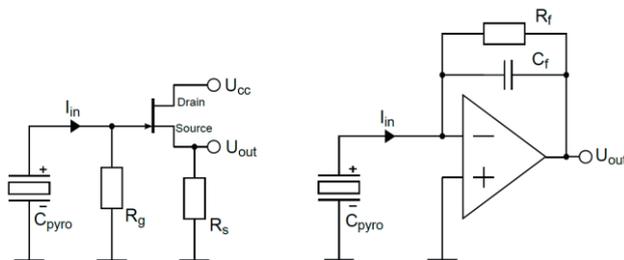
# Neuartiger pyroelektrischer Detektor mit integrierter Signal-konditionierung und digitaler Kommunikationsschnittstelle

Robin Lehmkau, InfraTec GmbH, Dresden, Deutschland  
Kontakt: r.lehmkau@infrotec.de

## Einleitung

Pyroelektrische Infrarot-Detektoren eignen sich aufgrund ihrer Robustheit und der hervorragenden Leistungsfähigkeit vor allem für die Flammendetektion und Gasanalyse. Sie verfügen über eine hohe Empfindlichkeit über einen breiten Wellenlängenbereich und benötigen keine Biasspannung bzw. -strom, da die thermische Energie direkt in elektrische Ladung gewandelt wird. Die wesentlichen Bestandteile konventioneller Detektoren sind ein oder mehrere pyroelektrische Sensorelemente sowie ein hybrid integrierter analoger Vorverstärker. Zwei weit verbreitete Betriebsarten sind der Spannungs- und Strombetrieb. Der Spannungsbetrieb kann z.B. als Sourcefolger mit einem Sperrschicht-Feldeffekttransistor (JFET) implementiert werden, wobei die Signalspannung über  $R_g$  niederohmig am Ausgang zur Verfügung gestellt wird und  $R_s$  den Sourcestrom des JFET reguliert.

Demgegenüber wird beim Strombetrieb in der Regel ein Transimpedanzverstärker mit Operationsverstärker sowie einer hochohmigen Feedbackimpedanz genutzt. Beide Varianten sind in Abb. 1 dargestellt.



**Abb. 1:** Spannungsbetrieb (links) und Strombetrieb (rechts) mit den Höchstohmwiderständen  $R_g$  und  $R_f$  im Gigaohm-Bereich

Dem allgegenwärtigen Entwicklungstrends der Miniaturisierung und Digitalisierung folgend, entwickelt InfraTec einen neuartigen digitalen Detektor. Die erwarteten Vorteile sind unter anderem, dass sich der Aufwand für die Aufbau- und Verbindungstechnik vereinfacht. Des Weiteren werden empfindliche analoge Leitungen auf ein Minimum gekürzt, wodurch sich die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) verbessert. Zudem erleichtert sich die Systemintegration durch das direkte Auslesen digitaler Messerwerte ohne eine zusätzliche externe Nachverstärkung und Analog-Digital-Wandlung. Ein weiterer entscheidender Vorteil ist, dass die Signalkonditionierung hinsichtlich elektrischer Verstärkung und Filterung

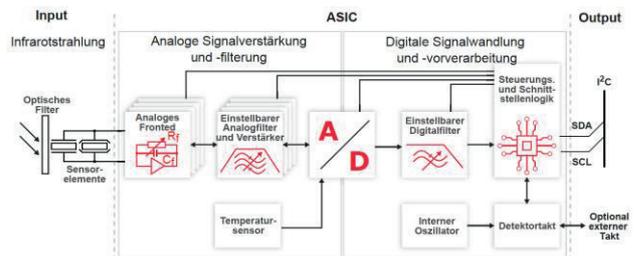
flexibel und jederzeit für den jeweiligen Anwendungsfall eingestellt werden kann und nicht durch diskrete Bauelemente fixiert ist.

Der Kern des digitalen Detektors ist ein neuer Application-Specific Integrated Circuit (ASIC), welcher die wesentlichen Schritte der pyroelektrischen Signalverarbeitung ausführt. Eine wichtige Herausforderung für das ASIC-Design ist der sehr hohe notwendige Verstärkungsfaktor für geringe pyroelektrische Ströme mit einer Amplitude von teilweise  $< 1$  pA. Ein klassischer analoger Höchstohmwiderstand im Gigaohm-Bereich ist nicht praktikabel auf kleiner Fläche in Silizium integrierbar. Deshalb muss ein alternatives Schaltungskonzept verwendet werden, welches ohne Höchstohmwiderstand trotzdem stabil und störunanfällig arbeitet.

Dieser Beitrag unterteilt sich dazu im Folgenden in drei Hauptbereiche. Zunächst wird der entwickelte ASIC mit neuer Funktionalität vorgestellt. Anschließend werden die Messergebnisse präsentiert sowie im letzten Teil die Leistungsfähigkeit im Vergleich zum Stand der Technik evaluiert.

## Funktionsprinzip Schaltkreis

Die Bestandteile des neuartigen digitalen Detektors sind in Abb. 2 dargestellt. In der Gasanalyse trifft typischerweise modulierte Infrarotstrahlung, welche mithilfe von optischen Filtern und Fenstern hinsichtlich des Wellenlängenbereichs begrenzt wird, auf das Sensorelement, z.B. bestehend aus Lithiumtantalat.



**Abb. 2:** Übersicht der implementierten Funktionen im ASIC mit Eingangs- und Ausgangssignal

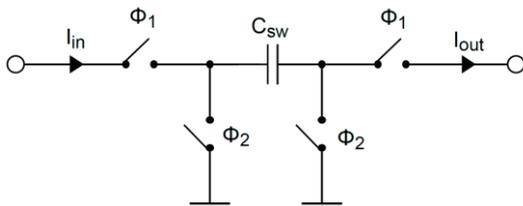
Dieses erwärmt sich und durch den pyroelektrischen Effekt können elektrische Ladungsträger in Form eines Stromes  $i_p$  in Abhängigkeit des pyroelektrischen Koeffizientens  $p$ , der aktiven Sensorfläche  $A$  und der Temperaturänderung des Sensorelements  $dT/dt$  entsprechend Gl. (1) abgegriffen werden [1].

$$i_p = p \cdot A \cdot \frac{dT}{dt} \quad (1)$$

Der entstehende Strom fließt in den ASIC, welcher die wesentlichen Schritte der pyroelektrische Signalverarbeitung und -konditionierung ausführt. Dazu ist er in einen Analog- und einen Digitalteil strukturiert.

### Analoge Signalverarbeitung

Die analoge Eingangsstufe ähnelt einem klassischen Transimpedanzverstärker bzw. dem Strombetrieb aus Abb. 1. Der wesentliche Unterschied ist, dass der Feedbackwiderstand  $R_f$  durch eine geschaltete Kapazität  $C_{sw}$  gebildet wird. Dabei wird eine Schaltungstopologie entsprechend Abb. 3 verwendet, die unempfindlich gegenüber parasitären Kapazitäten der einzelnen Schalter ist. In [2] wird die Funktionsweise detailliert beschrieben. Zusammengefasst wird der Kondensator  $C_{sw}$  mit einer definierten Schaltfrequenz  $f_{sw}$  auf- und entladen, womit sich das tiefpassgefilterte Ausgangssignal nahezu äquivalent zu einem ohmschen Widerstand entsprechender Größe verhält.  $\Phi_1$  und  $\Phi_2$  sind dabei nicht überlappende Taktsignale.



**Abb. 3:** Geschaltete Kapazität  $C_{sw}$  mit nicht überlappenden Takten  $\Phi_1$  und  $\Phi_2$

Der wirksame Widerstand  $R_{sw}$  berechnet sich nach Gl. (2). Für ausgewählte Kombinationen aus Schaltkapazität  $C_{sw}$  und Schaltfrequenz  $f_{sw}$  lassen sich folgende sehr hohe Widerstandswerte in Tabelle 1 erreichen.

$$R_{sw} = \frac{1}{f_{sw} \cdot C_{sw}} \quad (2)$$

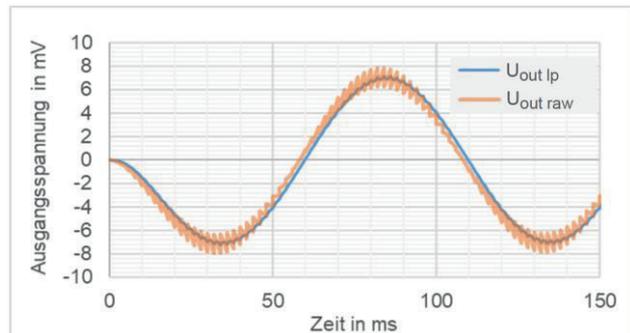
**Tabelle 1:** Implementierter Feedbackwiderstand in Abhängigkeit der Schaltfrequenz und -kapazität

| $f_{sw}$ | $C_{sw}$ | $R_{sw}$        |
|----------|----------|-----------------|
| 16 kHz   | 50 fF    | 1,25 G $\Omega$ |
| 16 kHz   | 25 fF    | 2,50 G $\Omega$ |
| 1 kHz    | 50 fF    | 20 G $\Omega$   |
| 1 kHz    | 25 fF    | 40 G $\Omega$   |

Zur Einordnung der Flächensparnis gibt es ein passendes Beispiel in [3] zur Dimensionierung eines RC-Filters. Darin ersetzt eine geschaltete Kapazität von 1 pF mit einem Takt von 100 kHz den äquivalenten 10 M $\Omega$ -Widerstand. Durch die geschaltete Schaltungstopologie wird eine Flächenreduktion im integrierten Schaltkreis um den Faktor 500 erreicht.

In der SPICE-Simulation aus Abb. 4 sind die Parameter demonstrativ so eingestellt, dass die

Schaltflanken eines 500 Hz-Taktes zum Auf- und Entladen von  $C_{sw}$  im Ausgangssignal  $U_{out\ raw}$  der Eingangsstufe erkennbar sind. Anschließend wird das Signal tiefpassgefiltert mit einer Grenzfrequenz von 100 Hz, wodurch eine Glättung erzielt wird. Die gefilterte Spannung  $U_{out\ lp}$  entspricht der eines äquivalenten analogen Widerstands.



**Abb. 4:** SPICE Simulation eines Transimpedanzverstärkers mit 10 Hz Eingangssignal sowie einer geschalteten Kapazität ( $f_{sw} = 500$  Hz,  $C_{sw} = 1$  pF) für das Roh-Ausgangssignal (orange) und dem tiefpassgefiltertem Ausgangssignal (blau)

Im Anschluss an den Transimpedanzverstärker kann das Signal weiter gefiltert und verstärkt werden. Damit ist es möglich, den Eingangsspannungsbereich des folgenden Analog-Digital-Wandlers optimal auszusteuern. Unerwünschte niederfrequente Störungen, z.B. in Folge von Schwankungen der Umgebungstemperatur, werden mit einem Hochpass gedämpft. Für ein hohes Maß an Flexibilität sind die Grenzfrequenzen des Hoch- und Tiefpasses einstellbar. Auch die Feedbackkapazität und der Feedbackwiderstand, welcher durch die geschaltete Kapazität implementiert ist, können entsprechend Tabelle 2 über einen weiten Bereich konfiguriert werden:

**Tabelle 2:** Einstellbare Bereiche für ausgewählte Parameter der analogen Signalverarbeitung

| Parameter                   | Bereich               |
|-----------------------------|-----------------------|
| $R_f$                       | 4 ... 2048 G $\Omega$ |
| $C_f$                       | 50 ... 6400 fF        |
| Hochpass-Grenzfrequenz      | 0,5 ... 4 Hz          |
| Tiefpass-Grenzfrequenz      | 12,5 ... 100 Hz       |
| Integrierte Nachverstärkung | 0 ... 22,5 dB         |

Für den Großteil der pyroelektrischen Anwendungen mit typischen Modulationsfrequenzen von 1 ... 100 Hz sowie optischen Strahlungsintensitäten von 0,1 ... 10 W/m<sup>2</sup> kann das resultierende Stromsignal mit hohem Signal-Rausch-Abstand nahezu ideal konditioniert und in eine Spannung überführt werden.

Abschließend digitalisiert ein Delta-Sigma-Wandler mit 16 Bit Auflösung und 1,6 V Eingangsspannungsbereich das Analogsignal. Der Konvertierungsfaktor

$c_{\text{adc}}$ , der das Verhältnis der analogen Spannung zur Bitzahl widerspiegelt, berechnet sich zu:

$$c_{\text{adc}} = \frac{1,6 \text{ V}}{(2^{16} - 1) \text{ counts}} = 2,44 \frac{\mu\text{V}}{\text{count}}. \quad (3)$$

Damit ist es möglich, beliebige analoge und digitale Detektoren bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit direkt miteinander zu vergleichen.

### Digitale Signalverarbeitung

Der Digitalteil steuert alle internen Logiksignale, bereitet die Messdaten weiter auf und stellt sie in Registern zum Auslesen per I<sup>2</sup>C-Schnittstelle zur Verfügung. Im ersten Schritt muss das Ausgangssignal des Delta-Sigma-Wandlers systembedingt tiefpassgefiltert werden, um hochfrequente Störungen zu minimieren. Dazu wird im ASIC ein Dezimationsfilter verwendet [4]. Das gesampelte Signal kann dann per I<sup>2</sup>C-Schnittstelle im Fast Mode Plus (FM+) mit bis zu 1 MHz in Abhängigkeit der Buskapazität ausgelesen werden. Die weitere Datenaufbereitung und -auswertung erfolgt zuletzt in einer übergeordneten Steuerungseinheit.

Ein sehr wichtiger Schritt für die präzise Signalauswertung ist die Synchronisation aller Taktquellen im Messsystem. Bei analogen Detektoren müssen die Taktquelle für die Strahlungsmodulation  $f_{\text{mod}}$  sowie Abtastzeitpunkt bzw. -frequenz  $f_a$  des kontinuierlichen analogen Detektorsignals in der Steuerungseinheit synchronisiert werden. Anschließend wird z.B. die diskrete Fourier-Transformation (DFT) des abgetasteten Signals verwendet, um den Effektivwert der Grundwelle der Modulationsfrequenz auszuwerten. Als besondere Form der DFT kann für eine schnellere Berechnung auch der Görtzel-Algorithmus benutzt werden, der nur einzelne spektrale Anteile berechnet [5].

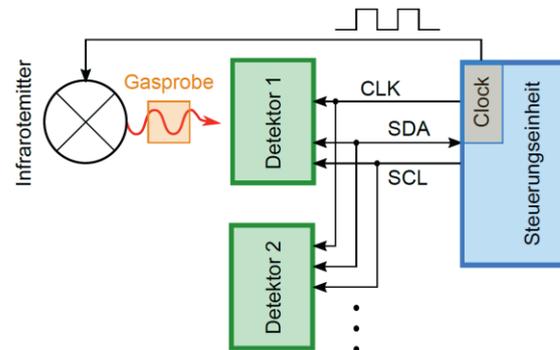
Die Abtastfrequenz hängt bei digitalen Detektoren vom Systemtakt des ASIC und nicht von der Steuerungseinheit ab. Agieren die Takte des Infrarotemitters  $f_{\text{mod}}$  und des digitalen Detektors  $f_{\text{det}}$  asynchron, können aufgrund von Fertigungstoleranzen und Temperaturdriften der Quarzkristalle bzw. Oszillatoren größere Frequenzabweichungen entstehen. Daraus folgt, dass sich die Phase zwischen den Taktquellen  $f_{\text{mod}}$  und  $f_{\text{det}}$  kontinuierlich ändert und der Startzeitpunkt zum Abtasten eines Intervalls sich an einer undefinierten Stelle der Strahlermodulation befindet. Das zweite Problem ist, dass die Frequenzauflösung  $\Delta f$  einer DFT von der Abtastfrequenz  $f_{\text{det}}$  und der Anzahl der Messwerte  $N$  wie folgt in Gl. (3) abhängt [6]:

$$\Delta f = \frac{f_{\text{det}}}{N}. \quad (4)$$

Weichen  $f_{\text{mod}}$  und  $f_{\text{det}}$  zu stark von ihren Sollwerten ab, wird in der DFT die reale Modulationsfrequenz

$f_{\text{mod}}$  durch keinen berechneten Frequenzanteil genau getroffen, sondern liegt im ungünstigsten Fall genau zwischen zwei Punkten oder wird dem falschen Frequenzpunkt zugeordnet. Bei der sich anschließenden Auswertung der Magnitude an der Stelle der Strahlerfrequenz ergibt sich für diesen Fall ein Fehler.

Um die Synchronisation der genannten Takte im Messsystem zu gewährleisten, verfügt der digitale Detektor über eine zusätzliche Clock-Funktion (CLK), welche in Abb. 5 angedeutet ist. Typischerweise arbeitet der ASIC mit einer Taktfrequenz von 32 kHz. Als Quelle kann entweder ein interner oder extern eingespeister Takt verwendet werden. Nutzt man den internen Takt sind etwaige Abweichungen im DFT-Spektrum nicht vermeidbar. Vorteilhafter ist es, einen Takt durch die übergeordnete Steuerungseinheit vorzugeben, der zusammen mit der Modulationsfrequenz des Infrarotemitters aus der gleichen Quelle abgeleitet wird. Damit ist eine präzise phasen- und frequenzstabile Signalauswertung möglich.



**Abb. 5:** Beispielhaftes pyroelektrisches Messsystem mit einem extern vorgegebenen Detektortakt CLK sowie der I<sup>2</sup>C-Kommunikationsschnittstelle (SDA, SCL)

Der Systemtakt des ASIC ist neben der Synchronisierung ein kritischer Parameter für die Genauigkeit einzelner Komponenten der Signalverarbeitung. Dieser hat direkten Einfluss unter anderem auf den Feedbackwiderstand, die Bandpass-Grenzfrequenzen sowie die Abtastfrequenz.

Die I<sup>2</sup>C-Schnittstelle (SDA, SCL) ermöglicht es zusätzlich, mehrere Detektoren, wie in Abb. 5 angedeutet, parallel an einem Bus anzusteuern, sofern Bustakt und -kapazität aufeinander abgestimmt sind.

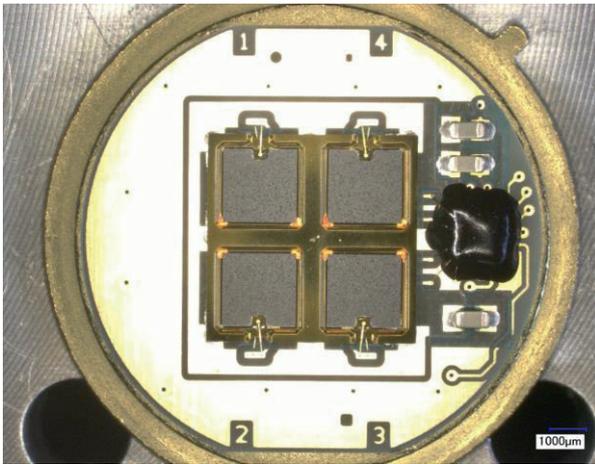
### Messergebnisse digitaler Detektor

Pyroelektrische Detektoren lassen sich hinsichtlich mehrerer Parameter charakterisieren. Im Rahmen dieses Beitrags werden folgende Größen evaluiert:

- Rauschdichte  $U_n$ ,
- Empfindlichkeit  $R_v$ ,
- Spezifische Detektivität  $D^*$  bzw. Signal-Rausch-Abstand (SNR).

Häufig werden die genannten Werte für eine bessere Vergleichbarkeit bei einer Modulationsfrequenz

von 10 Hz ermittelt. Die Strahlungsquelle ist typischerweise ein schwarzer Strahler mit einer Temperatur von 500 K sowie einem mechanischen Chopper ohne zusätzliche optische Filter. Für eine erste Evaluierung sind mehrere Prototypen des digitalen Detektors mit vier Messkanälen wie in Abb. 6 aufgebaut worden. Das analoge Pendant ist der LRM-244 von InfraTec in Abb. 7 [7]. Dieser hat die gleiche Außen-geometrie und Montage der Sensorelemente wie der digitale Prototyp.



**Abb. 6:** Prototyp des digitalen Detektors mit 4 jeweils kompensierten Sensorelementen im TO8-Gehäuse

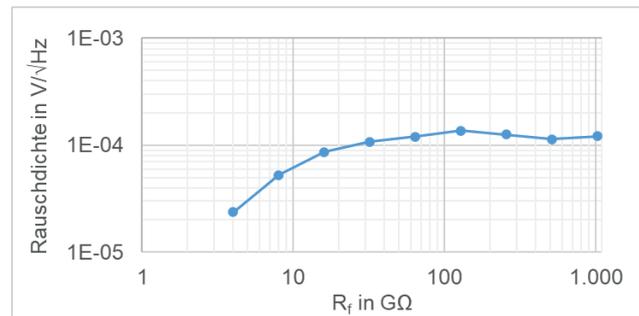


**Abb. 7:** Pyroelektrischer analoger Detektor (LRM-244) mit vier Messkanälen im TO8-Gehäuse

Bei den folgenden Messungen beträgt die Abtastfrequenz 1 kHz, die Nachverstärkung ist 0 dB und der weitestmögliche Frequenzbereich von 0,5 ... 100 Hz wird ausgenutzt. Die ausgelesenen digitalen Messwerte werden mit dem Konvertierungsfaktor nach Gl. (3) in die korrespondierende Spannung überführt, um einen direkten Vergleich mit dem analogen Detektor zu ermöglichen.

Zunächst ist in Abb. 8 die Rauschdichte des digitalen Detektors dargestellt. Die Messwerte werden dabei mit dem Welch-Algorithmus verarbeitet, bei dem mehrere DFT-Spektren mit einer definierten Überlappung gemittelt werden [8]. Die Vorteile sind, dass der Datenverlust im spektralen Randbereich durch die

digitale Fensterung reduziert und die Messunsicherheit minimiert werden.



**Abb. 8:** Rauschdichte des digitalen Detektors in Abhängigkeit des eingestellten Feedbackwiderstands  $R_f$  für  $C_f = 200$  fF bei 10 Hz

Das thermische Rauschen der geschalteten Kapazität ist für Frequenzen  $f \ll f_{sw}$  ein weißes Rauschen und entspricht der Rauschdichte des äquivalenten Widerstandswerts [9]:

$$U_n = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_{sw}} = \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{f_{sw} \cdot C_{sw}}} \quad (5)$$

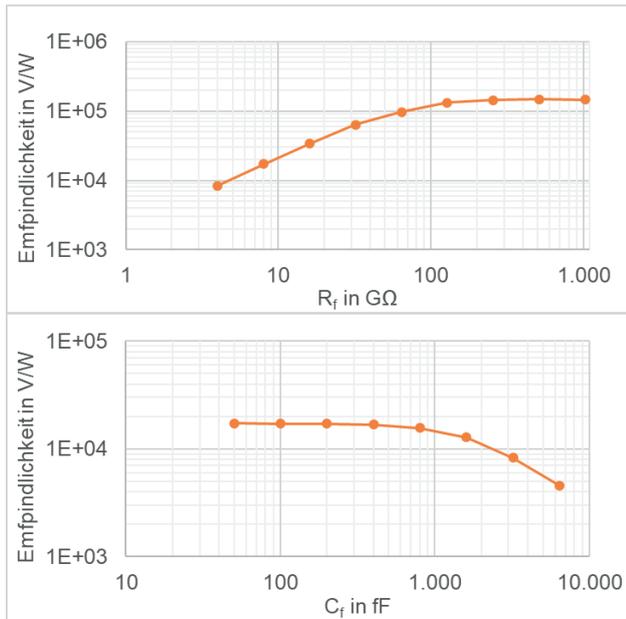
Schaltungsbedingt wird dieses Grundrauschen von weiteren Rauschquellen überlagert und verstärkt. Das Verhalten der Rauschdichte lässt sich näherungsweise in zwei Bereiche einteilen. Für Werte von  $R_f < 100$  GΩ wächst das Rauschen bedingt durch den steigenden Widerstandswert.

Der zweite Bereich für  $R_f > 100$  GΩ weist eine konstante Rauschdichte auf. Der Grund dafür ist, dass die Messwerte bei 10 Hz bereits oberhalb der elektrischen Grenzfrequenz des Transimpedanzverstärkers liegen. Die Grenzfrequenz berechnet sich zu:

$$f_{c\,el} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C_f} \quad (6)$$

und beträgt für  $R_f = R_{sw} = 128$  GΩ und  $C_f = 200$  fF circa 6,2 Hz. Ab dieser Frequenz ist die Rauschdichte nahezu unabhängig von  $R_f$  und wird von  $C_f$  dominiert.

Der zweite wichtige Parameter von pyroelektrischen Detektoren ist die Empfindlichkeit. Abb. 9 zeigt die Abhängigkeit der Empfindlichkeit des digitalen Detektors vom Feedbackwiderstand  $R_f$ . Aufgrund der sinkenden Grenzfrequenz steigt das Ausgangssignal für  $R_f > 100$  GΩ nicht mehr signifikant, da  $C_f$  dominiert.



**Abb. 9:** Messung der Empfindlichkeit  $R_v$  des digitalen Detektors in Abhängigkeit des Feedbackwiderstand  $R_f$  (oben) für  $C_f = 200$  fF und -kapazität  $C_f$  (unten) für  $R_f = 8$  GΩ mit einem Labormessaufbau (schwarzer Strahler mit 500 K und 10 Hz Modulation)

Ein ähnliches Verhalten zeigt sich bei der Erhöhung der Feedbackkapazität  $C_f$  mit einem konstanten  $R_f = 8$  GΩ. Für  $C_f = 1$  pF beträgt dann  $f_{c\text{el}} = 20$  Hz, wodurch der Verstärkungsfaktor des Transimpedanzverstärkers zunehmend gedämpft wird und die Empfindlichkeit sinkt.

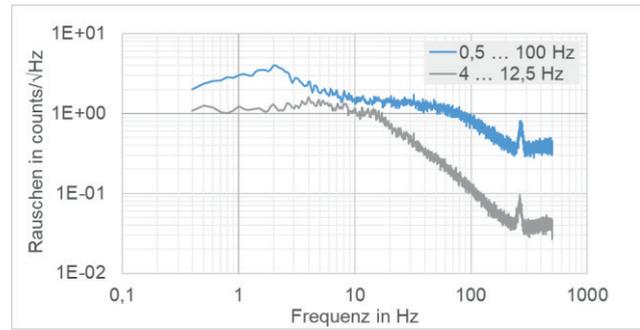
Mithilfe der Empfindlichkeit  $R_v$  und der Rauschdichte  $U_n$  kann die spezifische Detektivität  $D^*$  frequenzabhängig berechnet werden mit:

$$D^* = \frac{R_v}{U_n} \cdot \sqrt{A}, \quad (7)$$

wobei  $A$  die Fläche des pyroelektrischen Sensorelements ist und  $4 \text{ mm}^2$  beträgt. Für optimierte Feedback-Parameter von  $R_f = 128$  GΩ und  $C_f = 50$  fF lässt sich ein  $D^* \approx 3 \cdot 10^8 \text{ cm}\sqrt{\text{Hz}}/\text{W}$  erreichen. Im Idealfall ist die elektrische Verstärkung so eingestellt, dass die auftreffende optische Strahlungsleistung den gesamten ADC-Eingangsbereich aussteuert.

Der ASIC bietet zusätzlich die Möglichkeit die Bandbreite mittels Hoch- und Tiefpass, wie in Abb. 10 dargestellt, zu begrenzen, um die effektive Rauschleistung zu reduzieren. Das führt zu einem glatteren Signalverlauf im Zeitbereich, da das Gesamttrauschen gefiltert wird.

Frequenzanteile von 100 Hz werden beispielsweise durch den schmaleren Bandpass um circa 20 dB gedämpft. Jedoch bleiben die Frequenzanteile der Rauschdichte zwischen den Grenzfrequenzen des Bandpasses wie bei 10 Hz nahezu unverändert.



**Abb. 10:** Messung der frequenzabhängigen Rauschdichte eines digitalen Detektors für den größtmöglichen (0,5 ... 100 Hz) und den kleinstmöglichen (4 ... 12,5 Hz) Bandpassbereich

Die Dämpfung durch den Bandpass wirkt zudem gleichermaßen auf die Rauschdichte und das Signal, womit kein SNR-Gewinn zu erwarten ist. Ein Vorteil wäre, dass unerwünschte Störungen nicht im Rauschspektrum zu sehen sind und die Amplitude im Zeitbereich genauer bestimmt werden kann.

## Vergleich der Leistungsfähigkeit analoger und digitaler Detektoren

Der neuartige digitale Detektor wurde erfolgreich in Betrieb genommen und mehrere Prototypen aufgebaut. Die Emulation des ohmschen Höchstohmwidstands mit einer geschalteten Kapazität ermöglicht die monolithische Integration auf deutlich kleinerer Chipfläche. Durch die nachfolgende Tiefpassfilterung kann man für das Signal- und Rauschverhalten die Näherung aus Gl. (2) für den Feedbackwiderstand  $R_f$  annehmen. Das heißt, die geschaltete Kapazität verhält sich für Frequenzen  $f < f_{\text{sw}}$  bezüglich des Signal- und Rauschverhaltens sehr ähnlich zu einem ohmschen Widerstand. Dieser Abschnitt beleuchtet verschiedene Aspekte zum Vergleich des digitalen Prototyps mit dem analogen Referenzdetektor LRM-244.

### Detektorparameter

Im Beispiel aus Abb. 9 reicht die Empfindlichkeit  $R_v$  bei 10 Hz von unter 10.000 V/W bis zu Werten von über 100.000 V/W. Je nach eingebautem Feedbackwiderstand von typischerweise 10 ... 100 GΩ befindet sich die Empfindlichkeit von analogen Strombetriebsdetectoren in der gleichen Größenordnung. Speziell für den LRM-244 beträgt diese circa 100.000 V/W.

Die Rauschdichte bei 10 Hz des digitalen Prototyps ist für  $R_f > 100$  GΩ in etwa  $100 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Der LRM-244 hat aufgrund des hochoptimierten OPV und einfacheren Systemaufbaus eine geringere Rauschdichte von  $40 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  bei 10 Hz.

Das Verhältnis der Rauschdichten spiegelt sich nahezu auch in der abgeleiteten spezifischen Detektivität wider. Der digitale Detektor erzielt circa  $D^* \approx 3 \cdot 10^8 \text{ cm}\sqrt{\text{Hz}}/\text{W}$  bei 10 Hz, wobei der LRM-244

Werte von  $D^* \geq 6 \cdot 10^8 \text{ cm}\sqrt{\text{Hz}}/\text{W}$  erreicht. Damit ist auch das SNR beim analogen Detektor höher.

### Detektor- und Systemintegration

Mithilfe des hochintegrierten ASIC ergibt sich weiteres Optimierungspotential für das Detektordesign. In der einfachsten Form kann auf zusätzliche Glättungs- und Abblockkondensatoren verzichtet werden, womit für die interne Signalverarbeitung nur der ASIC mit einer Fläche von  $< 2 \text{ mm}^2$  statt mehreren diskreten Bauelementen benötigt wird.

Ein entscheidender Vorteil des neuen Detektors ist die universelle Konfigurierbarkeit der gesamten Signalkonditionierung. Jeder Messkanal kann individuell per I<sup>2</sup>C-Befehl eingestellt werden. Häufig befindet sich im optischen Pfad jedes Messkanals ein unterschiedliches Schmalbandfilter mit abweichenden Transmissionskoeffizienten, um ausgewählte Gaskonzentrationen zu detektieren. Folglich treffen verschiedene Strahlungsleistungen auf die jeweiligen Sensorelemente. Die Verstärkerelektronik kann nun darauf einzeln abgestimmt werden, um ein höchstmögliches SNR für jeden Kanal zu erzielen. Der Dynamikbereich umfasst je nach Frequenz mehrere Größenordnungen.

Für die weitere externe Signalauswertung ist keine Analogverstärkung mehr notwendig. Zusätzlich entfällt die Analog-Digital-Wandlung, wodurch Platz und Kosten des Gesamtsystems bei insgesamt geringer Leistungsaufnahme reduziert werden können. Zum Betrieb des Detektors wird eine Leistung  $< 1 \text{ mW}$  benötigt, womit auch ein Einsatz in batteriebetriebenen mobilen Geräten denkbar ist. Im Vergleich erreichen spezielle analoge Detektoren ohne externe Signalverarbeitung eine Leistungsaufnahme von  $< 0,5 \text{ mW}$ .

Der digitale Detektor verfügt zudem über eine integrierte Temperaturmessung. Häufig sind die Konzentrationsmessungen in der Gasanalyse nichtlinear und temperaturabhängig, beginnend beim Detektor. Etwaige systematische Abweichungen können mittels einer Temperaturkalibrierung korrigiert werden.

Durch den hochspezialisierten ASIC ist der digitale Detektor für bestimmte Anwendungen optimiert und verfügt nicht mehr über alle Freiheitsgrade eines analogen Detektors. Das Ausgangssignal analoger Detektoren kann mit einer beliebigen elektrischen Schaltung konditioniert und digitalisiert werden. Damit sind auch Modulationsfrequenzen  $> 100 \text{ Hz}$  mit Abtastraten  $> 1 \text{ kHz}$  sinnvoll auswertbar. Außerdem kann mit einer angepassten Schaltung die Leistungsaufnahme und Rauschdichte für Detektoren im Spannungsbetrieb auf ein absolutes Minimum reduziert werden.

### Zusammenfassung

Die wichtigsten Parameter für einen pyroelektrischen Detektor sind in der folgenden Tabelle 3 für

den analogen LRM-244 und den digitalen Prototypen gegenübergestellt.

**Tabelle 3:** Vergleich des analogen und digitalen Detektors anhand ausgewählter Parameter

| Parameter bei 10 Hz                           | LRM-244                | Digitaler Prototyp     |
|---|------------------------|------------------------|
| $R_v$ in $\text{kV}/\text{W}$                 | 100                    | $< 10 \dots > 100$     |
| $U_n$ in $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$       | $\approx 40$           | $\approx 10 \dots 100$ |
| $D^*$ in $\text{cm}\sqrt{\text{Hz}}/\text{W}$ | $\approx 6 \cdot 10^8$ | $\approx 3 \cdot 10^8$ |

Der digitale Detektor hat durch die höhere Rauschdichte  $U_n$  eine geringere Detektivität  $D^*$ . Dafür ermöglicht die Digitalisierung mithilfe des integrierten ASIC eine weitere Miniaturisierung des Gesamtsystems. Dazu zählen ein einfacherer und kompakterer interner Detektoraufbau sowie eine Reduzierung des externen Hardware-Aufwands, da keine analoge Signalverarbeitung und Analog-Digital-Wandlung mehr notwendig sind. Damit kann der Detektor für viele Anwendungen in der Gasanalyse und Flammendetektion verwendet werden und ist flexibler als ein vergleichbarer analoger Detektor. Zukünftig wird der digitale Schaltkreis weiter optimiert, um die Rauschdichte zu reduzieren und die Detektivität sowie das SNR weiter zu erhöhen.

### Literatur

- [1] Budzier, H.; Gerlach, G.: *Thermische Infrarotsensoren: Grundlagen für Anwender*. Wiley-VCH Verlag, 2010, S. 193ff
- [2] Allen, Phillip E.; Holberg, Douglas R.: *CMOS analog circuit design*. In: Oxford University Press, 2002, S.513 ff
- [3] Gregorian R.; Kenneth M.; Temes G.: *Switched-Capacitor Circuit Design*. In: Proc. IEEE (Proceedings of the IEEE), 1983, S. 941-966
- [4] Clifford M.: *Fundamental Principles Behind the Sigma-Delta ADC Topology: Part 1*. In: <https://www.analog.com/en/technical-articles/behind-the-sigma-delta-adc-topology.html>, 2016
- [5] Lysaght, T.; Timoney, J.; Brown, S.: *An Evaluation of the Goertzel Algorithm for Low-Power, Embedded Systems*. In: 25th IET Irish Signals & 26-27 June 2014, 2014, S. 357-361
- [6] Meyer, M.: *Signalverarbeitung: Analoge und digitale Signale, Systeme und Filter*. 8. Auflage, Springer Vieweg, 2017, S. 166ff
- [7] Datenblatt LRM-244: [https://www.infratec.de/downloads/en/sensor-division/detector\\_data\\_sheet/infratec-datashheet-lrm-244-\\_.pdf](https://www.infratec.de/downloads/en/sensor-division/detector_data_sheet/infratec-datashheet-lrm-244-_.pdf)
- [8] Welch, P.: *The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms*. In: IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, 1967, S. 70-73
- [9] Fischer, J. H.: *Noise Sources and Calculation Techniques for Switched Capacitor Filters*. In: IEEE J. Solid-State Circuits (IEEE Journal of Solid-State Circuits) (1982), Nr. 4, S. 742-752