

# Signalverarbeitung in Infrarotmesssystemen mit pyroelektrischen Sensoren – gestern, heute und morgen

Robin Lehmkau<sup>1</sup>, Martin Ebermann<sup>1</sup>

<sup>1</sup>InfraTec GmbH, Gostritzer Straße 61-63, 01217, Dresden, Deutschland

## Zusammenfassung

Pyroelektrische Sensoren erlauben die Messung modulierter Infrarotstrahlung mit hohem Signal-Rausch-Abstand und werden unter anderem in der Gasanalyse und Flammensensorik eingesetzt. Die Integration immer größerer Anteile der Signalverarbeitungskette im Sensor mithilfe eines ASIC ermöglicht die Reduzierung der Herstellungskosten, des Platzbedarfs und der Anzahl externer Komponenten. Dabei ist gleichzeitig die Herausforderung, den ASIC so auszulegen, dass dieser für ein möglichst breites Spektrum von Messsystemen geeignet ist. Beispielsweise erstrecken sich die Anforderungen an die Sensoren hinsichtlich der Empfindlichkeit oder Bandbreite über mehrere Größenordnungen. Außerdem erfolgt die Signalauswertung des Sensors je nach Messprinzip im Zeit- oder Frequenzbereich, wofür weitere Randbedingungen wie die Frequenzsynchronisation berücksichtigt werden müssen. Dieser Beitrag gibt einen Überblick über die Funktionalität sowie Signalverarbeitung etablierter analoger Sensoren und leitet daraus die Dimensionierung eines integrierten digitalen Sensors ab.

**Keywords:** Signalverarbeitung, pyroelektrischer Sensor, Spektralanalyse, Systemintegration, Digitalisierung

## Motivation

Die Miniaturisierung und Digitalisierung sind fortschreitende Entwicklungstrends in der Sensorik, so auch bei pyroelektrischen Sensoren. Dazu werden immer mehr Funktionen der Signalverarbeitung direkt im Sensor integriert, um die Anzahl externer Bauelemente zu verringern, das Messsystem zu verkleinern und die Ansteuerung zu vereinfachen. Wesentliche Schritte der Signalverarbeitung thermischer Infrarot (IR)-Sensoren sind in Abbildung 1 dargestellt. Die Herausforderungen bestehen darin, ein Schaltungskonzept für den ASIC zu entwerfen, das mit Halbleiterprozessen serientauglich herstellbar, flexibel konfigurierbar und in möglichst vielen Messsystemen nutzbar ist. Darüber hinaus soll dieser eine schnelle und präzise Signalauswertung ermöglichen sowie einen maximalen Signal-Rausch-Abstand (SNR) erzielen. Dazu ist es notwendig, sowohl das Funktionsprinzip analoger Sensoren sowie deren Randbedingungen zu analysieren und daraus die Anforderungen an den digitalen Sensor abzuleiten.

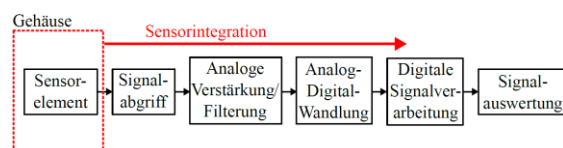


Abb. 1: Elektrische Signalwandlungskette vom Sensorelement bis zur digitalen Signalauswertung in einer Recheneinheit.

## Infrarotsensoren

Der typische Aufbau eines thermischen IR-Sensors ist in Abbildung 2 dargestellt. Darin trifft die Infrarotstrahlung zunächst auf ein optisches Filter oder Fenster, womit sich die Selektivität beispielsweise für eine bestimmte Absorptionsbande eines Gases erhöht. Die IR-Strahlung führt zu einer Temperaturänderung des Sensorelements. Dieses ist entscheidend für: (1) die Temperaturempfindlichkeit, also wie stark sich das sensitive Material für eine auftreffende Strahlungsleistung erwärmt, (2) die thermische Zeitkonstante  $\tau_{th}$  und (3) die Absorptionsfläche  $A_{abs}$ . Die Sensorelemente haben eine sensitive Fläche im Bereich von  $< 1$  bis  $10 \text{ mm}^2$  bei einer typischen Dicke im Mikrometerbereich. Je nach Integrationsgrad sind die Elektronikkomponenten für die Signalverarbeitung mit im Sensorgehäuse platziert oder außerhalb (siehe Abbildung 1).

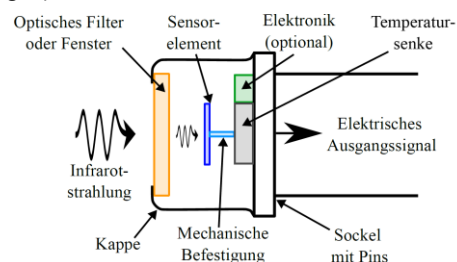


Abb. 2: Aufbau eines thermischen IR-Sensors in einem standardisierten Transistor-Outline (TO)-Gehäuse.

Zwei verbreitete Vertreter thermischer IR-Sensoren sind die Thermosäule (engl.: Thermopile) und der pyroelektrische Sensor. Die Funktionsprinzipien sind in Abbildung 3 skizziert. Bei ersterem führt eine Temperaturdifferenz aufgrund des Seebeck-Effekts zu einem Spannungsabfall  $U_{th,x}$  in einem Material. Mit der Verwendung von zwei verschiedenen Materialien mit möglichst unterschiedlichen thermoelektrischen Koeffizienten stellt sich eine hohe Thermospannung  $U_{th}$  ein. Die Thermosäulen sind eine Verkettung mehrerer Thermoelemente auf einer Membran, wodurch sich das Messsignal vervielfacht [1].

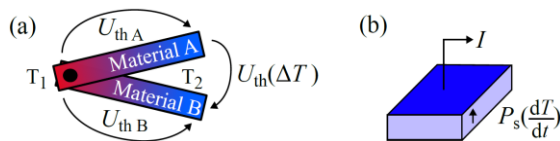


Abb. 3: Schema des (a) Thermoelements und (b) des pyroelektrischen Sensorelements.

Beim pyroelektrischen Sensor ändert sich die Polarisation  $P_s$  und damit die Oberflächenladung des Materials in Abhängigkeit einer zeitlichen Temperaturänderung. Das ist der sogenannte pyroelektrische Effekt, der zu einer elektrischen Ladung bzw. dem Strom:

$$i = p \cdot A \cdot \frac{dT}{dt}$$

mit dem pyroelektrischen Koeffizienten  $p$  und der wirksamen, mit Elektroden bedeckten Fläche  $A$  führt [1]. Durch die begrenzte elektrische Isolation des Pyroelektrikums und der angeschlossenen Sensorelektronik entlädt sich das Sensorelement permanent. Deshalb sind pyroelektrische Sensoren nicht für statische Temperaturen bzw. Strahlungsleistungen empfindlich. Im Gegensatz zu Thermopiles, welche gleichlichtempfindlich sind, liegt der Arbeitsbereich pyroelektrischer Sensoren meist oberhalb der Grenzfrequenz der thermischen Zeitkonstante mit  $f_{th} \geq 0,5$  Hz. Thermopiles hingegen sind eher für niederfrequente oder quasistatische Anwendungen geeignet. Abbildung 4 illustriert den Frequenzgang der Empfindlichkeit für beide Sensortypen.

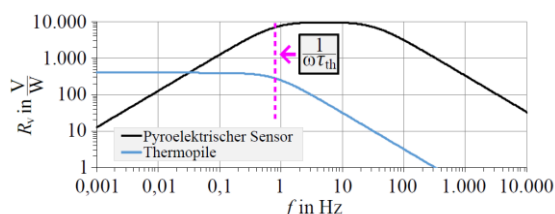


Abb. 4: Typische Werte der frequenzabhängigen Empfindlichkeit eines Thermopiles und eines pyroelektrischen Sensors (mit TIA).

Zusammenfassend sind die Vorteile pyroelektrischer Sensoren gegenüber anderen thermi-

schen Infrarotsensoren wie Mikrobolometern oder Thermopiles, dass sie: (1) eine hohe Empfindlichkeit bei schnell modulierter IR-Strahlung erzielen und (2) keine Gleichlichtempfindlichkeit aufweisen, womit niederfrequente Störungen, wie thermische Fluktuationen, unterdrückt werden.

## Übersicht pyroelektrischer Sensoren

Es existieren vielfältige Ausführungsvarianten, um die Anforderungen verschiedenster Anwendungen zu erfüllen. Abbildung 5 illustriert zwei ausgewählte Beispiele von Sensoren mit unterschiedlicher Montage der Sensorelemente. Inertgase, wie Stickstoff, eignen sich durch den niedrigen thermischen Leitwert für die Isolation innerhalb des Sensorgehäuses. Deshalb wird das Sensorelement beispielsweise in Abbildung 5(a) über der Aussparung einer gefrästen Leiterplatte oder in Abbildung 5(b) auf einem Chiphalter mit minimierter Auflagefläche platziert, um den thermischen Widerstand, die Temperaturempfindlichkeit sowie das elektrische Ausgangssignal zu erhöhen.

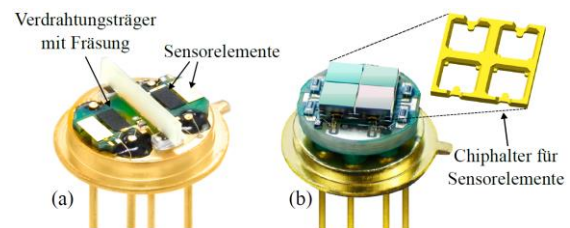


Abb. 5: Pyroelektrische Sensoren der Firma InfraTec mit Sensorelementen aus Lithiumtantalat auf (a) einem gefrästen FR4-Verdrahtungsträger und (b) einem Silizium-Chiphalter für bis zu vier Messkanäle.

Bestandteile der aktuellen Forschung sind zudem die Herstellung und Optimierung von Dünnschichtmaterialien, die teilweise CMOS-kompatibel mit gängigen Halbleiterprozess auf Silizium oder einer Keramik abgeschieden werden können. Dazu gehören beispielsweise Hafniumoxid ( $HfO_2$ ) oder Aluminium-Scandium-Nitrid ( $AlScN$ ) [2, 3]. Bisher erreichen diese Materialien aber noch nicht die Leistungsfähigkeit von Einkristallen.

Für die Strom-Spannung-Wandlung von pyroelektrischen Signalen haben sich zwei Schaltungen etabliert: (1) Der Spannungsfolger mit Junction Field-Effect Transistor (JFET) und (2) der Transimpedanzverstärker (TIA). Beide Schaltungskonzepte sind in Abbildung 6 dargestellt. Der Stand der Technik ist, dass die Vorverstärkerschaltung mit den jeweiligen diskreten Bauelementen sowie einem Höchstohm-Widerstand im Gigaohm-Bereich bereits im Sensor integriert sind, wobei der TIA mit integriertem OPV die modernere Variante darstellt. Die Sensorelektronik bildet einen Impedanzwand-

ler, um das Ausgangssignal niederohmig für die weitere Verarbeitung bereitzustellen. Dabei wirkt eine elektrische Zeitkonstante  $\tau_{el}$ , wodurch sich das charakteristische Bandpassverhalten eines pyroelektrischen Sensors entsprechend Abbildung 4 ergibt.

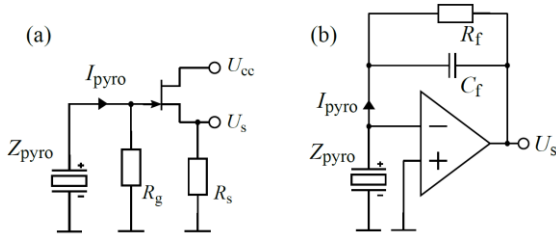


Abb. 6: Schaltungskonzepte der Impedanzwandler für pyroelektrische Sensorelemente mit der Sensorimpedanz  $Z_{pyro}$ : (a) Spannungsfollower mit JFET, Gate-Widerstand  $R_g$  und Stromsenke  $R_s$  und (b) TIA mit dem Höchstohmwiderstand  $R_f$  sowie der Rückkoppelkapazität  $C_f$ .

In der einfachsten Form eines pyroelektrischen Sensors ist nur das Sensorelement im Gehäuse integriert. Der Vorteil ist, dass dann die vollständige Signalverarbeitung mit der Schaltungstopologie und den Einzelkomponenten extern frei parametrisiert werden kann. Das ist zugleich ein Nachteil, da diese zusätzlichen Bauelemente einen größeren Platz benötigen, die Fertigungskosten erhöhen und störempfindlicher sind.

Es gibt darüber hinaus seit einigen Jahren digitale Sensoren mit einem integrierten Application Specific Integrated Circuit (ASIC), der die pyroelektrische Ladung bzw. Strom abgreift, in eine Spannung überführen, konditioniert und digitalisiert [4, 5]. Bei diesen ist das Funktionsprinzip vor allem der analogen Eingangsstufe meist nicht vollständig beschrieben. Entsprechend der Datenblätter erreichen die digitalen Sensoren ein  $D^*$  von 1 bis  $2,5 \cdot 10^8 \text{ cm}\sqrt{\text{HzW}^{-1}}$ , das in etwa Faktor zwei bis drei unterhalb von analogen Sensoren liegt.

Im Rahmen dieses Beitrags wird ein pyroelektrischer Sensor mit TIA in Form des *LRM-244* als Beispiel zur Optimierung der Signalverarbeitung verwendet. Tabelle 1 zeigt die Größenordnung wesentlicher Sensorparameter. Für eine auftreffende Strahlungsleistung von  $1 \mu\text{W}$  resultiert in diesem Fall eine effektive Ausgangsspannung von 90 mV. Mit einer Rauschbandbreite von 1 Hz resultiert:

$$SNR = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_s}{U_n \cdot \sqrt{f}} \right) = 68 \text{ dB.}$$

Eine häufig genutzte Vergleichsgröße für optische Sensoren ist die spezifische Detektivität:

$$D^*(f) = \frac{R_v}{U_n} \cdot \sqrt{A} = \frac{U_s}{\Phi \cdot U_n} \cdot \sqrt{A} \sim SNR,$$

die von der Empfindlichkeit  $R_v$ , der Rauschdichte  $U_n$  und der sensitiven Fläche  $A$  abhängt. Sie korrespondiert damit zum Signal-Rausch-Abstand (SNR), ist aber unabhängig von der absolut auftreffenden Strahlungsleistung  $\Phi$ .

Tab. 1: Größenordnung ausgewählter Parameter des analogen Sensors *LRM-244* [6].

Parameter ( $f = 10 \text{ Hz}$ )	Wert (typisch)
Empfindlichkeit	$90.000 \frac{\text{V}}{\text{W}}$
Rauschdichte	$35 \frac{\mu\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
Spezifische Detektivität	$6 \cdot 10^8 \frac{\text{cm}\sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}}$
Rückkoppelimpedanz	$100 \text{ G}\Omega \parallel 0,2 \text{ pF}$

### Einsatzbereiche pyroelektrischer Sensoren

Für das Design und die Dimensionierung pyroelektrischer Sensoren sind die nachgelagerte Signalverarbeitung sowie Randbedingungen der übergeordneten Messsysteme entscheidend. Typische Anwendungsfälle sind: (1) die Analyse von Gaskonzentrationen wie Kohlenstoffdioxid oder Anästhesiegasen, (2) die Flammensensorik für Sicherheitssysteme in der Chemieindustrie oder der Luftfahrt, (3) die berührungslose Temperaturmessung oder (4) die Pulserkennung und Überwachung von Laserstrahlung in der Medizintechnik sowie Materialverarbeitung. Im Folgenden werden zwei Varianten detaillierter betrachtet.

Das Prinzip eines beispielhaften Systems zur Strukturierung und Oberflächenbehandlung von Materialien mit Lasern ist in Abbildung 7 dargestellt. Ein Teil der Strahlung wird mit einem Strahlteiler ausgekoppelt und mit einem Sensor gemessen, um die Laserleistung zu überwachen. Der Laserstrahl trifft dann auf das zu strukturierende Material. In dem Aufbau wird ein zweiter Sensor hinter dem Material platziert, um auch die durch das Material transmittierende Strahlung des Lasers zu prüfen.

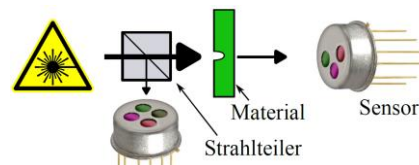


Abb. 7: Prinzip der Leistungsüberwachung eines Lasers und Pulserkennung bei einem System zur Materialbearbeitung.

Das zweite Beispiel in Abbildung 8 ist ein typisches Gasmesssystem. Dabei generiert eine mechanisch oder elektrisch modulierte Strahlungsquelle einen Strahlungsfluss mit der Frequenz  $f_{mod}$ . Infrarotaktive Gase, wie Kohlenstoffdioxid oder Schwefeloxide, absorbieren charakteristische Wellenlängenanteile [1]. Dadurch

korreliert der Volumenanteil des Gases in der Küvette mit der transmittierten Infrarotstrahlung, die wiederum das elektrische Ausgangssignal des Sensors bestimmt.

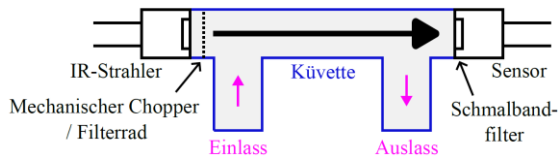


Abb. 8: Aufbau eines Gasmesssystems mit den wesentlichen Bestandteilen.

Mithilfe gasspezifischer Schmalbandfilter können mehrere Gasanteile zeitlich synchron mit Mehrkanalsensoren gemessen werden. Alternativ erfolgt die Messung der spektralen Anteile seriell mit einem Einkanalsensor und einem Filterrad, das die Filter nacheinander mechanisch in den Strahlengang bewegt. In Abhängigkeit der Strahlungsleistung und Küvettenlänge sind Gaskonzentrationen bis in den unteren ppm oder sogar sub-ppm-Bereich bestimmbar.

Zusammenfassend hängt das pyroelektrische Messsignal sowohl von der IR-Quelle, der Optik des Messsystems und dem durchstrahlten Gasvolumen ab. Deshalb wird häufig mindestens ein nicht infrarotaktiver Referenzkanal verwendet, um unerwünschte Querempfindlichkeiten zu minimieren und Fehlinterpretationen zu vermeiden. Allein die genannten Anwendungsbeispiele stellen sehr unterschiedliche Anforderungen an den Sensor, die sich über mehrere Größenordnungen erstrecken. Dazu gehören: (1) die auftreffende Strahlungsleistung, (2) der Dynamikbereich der Signale hinsichtlich der Amplitudenhöhe, (3) der Frequenzbereich sowie die erforderliche Reaktionszeit und (4) der notwendige Signal-Rausch-Abstand. Für die Analyse spektraler Anteile der Infrarotstrahlung mithilfe pyroelektrischer Sensoren gibt es verschiedene mathematische Verfahren im Zeit- oder Frequenzbereich, wovon ausgewählte Aspekte im Folgenden betrachtet werden.

### Signalbewertung im Zeitbereich

Bei der Überwachung von Lasern oder der Gasanalyse mit einem Filterrad erfolgt die Signalauswertung im Zeitbereich. Das Sensorsignal durch einen Laserpuls ist schematisch in Abbildung 9(a) dargestellt. Dabei wird die Signalamplitude z. B. gegen einen Schwellwert  $y_0$  geprüft, um den Laser wie bei der Materialstrukturierung in Abbildung 7 rechtzeitig abzuschalten oder der Amplitudenwert genutzt, um die Laserleistung eines ausgekoppelten Strahlenteils zu messen und nachzuregeln.

Das Zeitsignal  $y(t)$  mit einem rotierenden Filterrad ist in Abbildung 9(b) veranschaulicht. Zwischen den Filtern wird der Sensor durch das Rad kurzzeitig abgedunkelt. In Abhängigkeit der

optischen Dämpfungsfaktoren der Filter und der Zeitkonstanten des Sensors resultiert daraus ein stufenförmiges Signal. Der eingeschwungene Zustand der jeweiligen Stufe dient zur Berechnung der spezifischen Gaskonzentration.

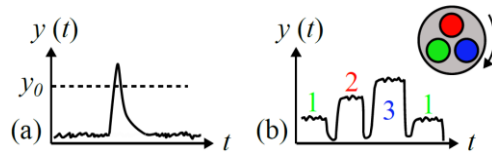


Abb. 9: Beispiele für pyroelektrische Signale im Zeitbereich: (a) Pulsdetektion eines Lasers und (b) Gasanalyse mit einem Filterrad.

Das pyroelektrische Sensorsignal wird immer von einem frequenzabhängigen Rauschteil überlagert, der den Signal-Rausch-Abstand (SNR) begrenzt. Bei der Auswertung des Messsignals im Zeitbereich wirkt die gesamte Bandbreite der angenommenen weißen Rauschdichte  $U_n$  und führt zu einem effektiven Rauschen von:

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{\int_0^{\infty} U_n^2(f) df} \approx U_n(f) \cdot \sqrt{\Delta f}.$$

Durch die Begrenzung der Rauschbandbreite  $\Delta f$  verringert sich das effektive Rauschen  $U_{\text{rms}}$  und das SNR steigt. Dies lässt sich zum Beispiel mit analogen oder digitalen Filtern realisieren. Dabei muss jedoch beachtet werden, dass das eigentliche Messsignal, wie im Falle eines kurzen Laserimpulses, nicht ebenfalls gedämpft oder verzerrt wird.

### Signalbewertung im Frequenzbereich

Eine effektivere Methode zur Minimierung der wirksamen Rauschdichte und Maximierung des SNR ist die Überführung des Messsignals in den Frequenzbereich und Begrenzung der Bandbreite. Bei Systemen mit technisch modulierter Strahlung, wie in der Gasanalyse, beinhaltet nur der Frequenzanteil der Grundschwingung bzw. 1. Harmonischen die Messinformation. Ähnlich ist es bei der Detektion von Flammen, deren Spektrum sich typischerweise aus mehreren Frequenzanteilen im Bereich von 1 bis 20 Hz zusammensetzt [7]. Dafür wird das Signal mithilfe der Fourier-Analyse in die spektralen Anteile zerlegt.

Das Prinzip der Signalauswertung ist am Beispiel eines Rechtecksignals mit einer Modulationsfrequenz von 1 Hz in Abbildung 10 illustriert. Das Spektrum des Rechtecksignals setzt sich aus Anteilen ungerader Vielfacher der Grundschwingung zusammen, wovon die fünf dominanten Anteile dargestellt sind. Eine weiße Rauschdichte, die bei 1 kHz durch die Elektronik tiefpassgefiltert wird, überlagert das Messsignal. Für die Maximierung des SNR sollte die Bandbreite der wirksamen Rauschdichte so eng

wie möglich um die Modulationsfrequenz oder den Zielfrequenzbereich begrenzt sein. Da die Oberwellen des Messsignals keine zusätzlichen Messinformation beinhalten, reduziert sich nur das effektive Rauschen. Bei der Analyse im Frequenzbereich mithilfe einer Fast-Fourier-Transformation (FFT) oder eines Lock-in-Verfahrens ist eine Bandbreite für die Rauschdichte von  $< 0,01$  Hz um die Zielfrequenz realisierbar, ohne das Messsignal wesentlich zu verfälschen [8].

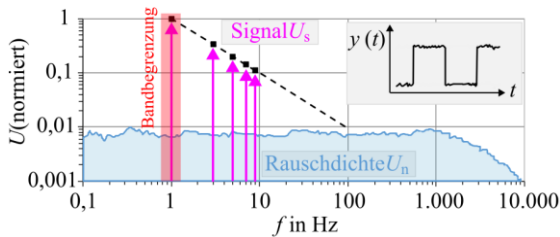


Abb. 10: Qualitatives Spektrum eines Rechtecksignals mit  $f = 1$  Hz sowie den angedeuteten Magnituden der dominanten Frequenzanteile. Eine weiße bandbegrenzte Rauschdichte überlagert das Nutzsignal.

Als Anwendungsbeispiel ist das Frequenzspektrum  $X[f]$  des Sensorsignals eines Gasmesssystems in Abbildung 11(a) dargestellt, wobei ein mechanischer Chopper die Infrarotstrahlung mit der Frequenz  $f_{\text{mod}}$  moduliert. In Abbildung 11(b) ist das Spektrum einer Flamme mit mehreren dominanten Frequenzanteilen schematisch zu sehen. In beiden Fällen führt die angedeutete Begrenzung der Bandbreite im Frequenzbereich zu einer Erhöhung des SNR.

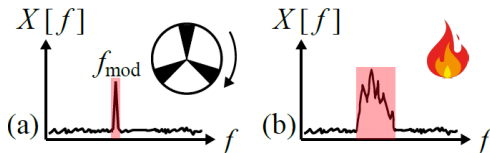


Abb. 11: Beispiele für pyroelektrische Signale im Frequenzbereich: (a) Gasanalyse mit mechanisch modulierter Strahlung und (b) Spektrum einer Flamme.

### Optimierung pyroelektrischer Sensoren

Die unterschiedlichen Anforderungen der Messsysteme und Verfahren zur Signalauswertung erfordern eine angepasste Dimensionierung der pyroelektrischen Sensoren. Ein entscheidendes Optimierungsproblem am Beispiel eines Sensors mit TIA ist die Wahl des Rückkoppelwiderstand  $R_f$ . Wenn das elektrische Sensorsignal möglichst unverfälscht das Strahlungssignal im Zeitbereich widerspiegeln soll, ist ein Sensor mit einer hohen Bandbreite sowie flachem Frequenzgang der Empfindlichkeit zu bevorzugen, um alle Frequenzanteile gleichermaßen zu verstärken. Für den TIA bedeutet das, einen kleinen Widerstand  $R_f$  zu verwenden, der mit  $C_f$

eine ausreichend geringe Zeitkonstante  $\tau_{\text{el}}$  bildet. Dabei darf die Impedanz  $Z_f$  in Abhängigkeit der Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers (OPV) nicht zu klein sein, um die Stabilität des Übertragungsverhalten des TIA zu gewährleisten [9]. Die Frequenzgänge der Empfindlichkeit für  $R_f = 500$  M $\Omega$  und  $R_f = 100$  G $\Omega$  sind am Beispiel in Abbildung 12(a) mit den korrespondierenden Zeitkonstanten und dem identischen Sensorelement dargestellt.

Demgegenüber sollte für die maximale spezifische Detektivität bzw. das SNR der Widerstand  $R_f$  so groß wie möglich gewählt werden. Dann steigt die spezifische Detektivität vor allem bei niedrigen Frequenzen, wie in Abbildung 12(b) zu sehen. Der Grund dafür ist, dass das thermische Widerstandsrauschen typischerweise im Frequenzbereich von 1 bis 10 Hz das Gesamtrauschen dominiert. Dieses wächst proportional zu  $\sqrt{R_f}$ , wohingegen die Empfindlichkeit des Sensors sogar linear mit  $R_f$  skaliert. Deshalb steigt auch die spezifische Detektivität und das SNR für größere Rückkoppelwiderstände [1]. Die Einflüsse der Sensorimpedanz mit der Sensorkapazität und dem materialspezifischen Verlustwinkel sowie weitere Rauschquellen des OPV sind in dieser Betrachtung vernachlässigt.

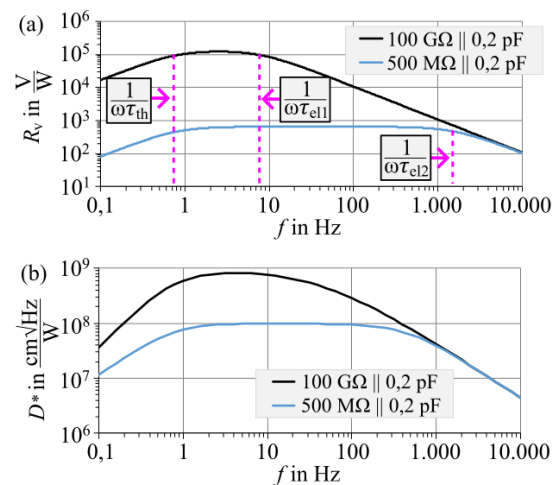


Abb. 12: Frequenzgänge der (a) Empfindlichkeit und (b) spezifischen Detektivität eines Sensorelementes des Typs LRM-244 mit  $A = 4$  mm<sup>2</sup> und  $\tau_{\text{th}} = 0,2$  s sowie verschiedenen Rückkoppelimpedanzen ( $\tau_{\text{el1}} = 20$  ms,  $\tau_{\text{el2}} = 0,1$  ms) [6].

### Digitalisierung pyroelektrischer Sensoren

Die Ausgangssignale analoger Sensoren werden typischerweise gefiltert, verstärkt, digitalisiert und in einer Recheneinheit ausgewertet. Bei der Integration der Signalverarbeitung bis zur Analog-Digital-Wandlung im Sensor mithilfe eines ASIC sind die wesentlichen Herausforderungen, dass: (1) die Topologie der analogen Eingangsstufe mit Halbleiterprozessen auf geringer Chipfläche realisierbar sein muss und (2) die Dimensionierung, Ansteuerung und

Konfiguration der einzelnen Verarbeitungsschritte für die Randbedingungen der IR-Messsysteme geeignet sind.

Das Lösungsprinzip von *InfraTec* wird am Beispiel des digitalen Sensors *LRD-3824* erläutert [6]. Die Eingangsstufe des ASIC ist ähnlich aufgebaut wie ein TIA. In [10] wird gezeigt, dass ein 4 G $\Omega$ -Widerstand eine große Fläche von 0,4 mm<sup>2</sup> benötigt und sich eine parasitäre Kapazität von 10 pF bildet, die die Bandbreite der Signalverstärkung bereits bei 4 Hz begrenzt. Deshalb sind Höchstohmwiderstände nicht praktikabel im Silizium integrierbar. Eine Alternative ist die Nutzung einer geschalteten Kapazität  $C_{sw}$ , die für Eingangssignale mit niedrigen Frequenzen einen äquivalenten Widerstand:

$$R_{sw} = \frac{1}{f_{sw} \cdot C_{sw}}$$

mit der Schaltfrequenz  $f_{sw}$  bildet. Folglich kann der TIA wie in Abbildung 13 realisiert werden. Die geschaltete Kapazität mit den vier Schaltern ersetzt den Höchstohmwiderstand.

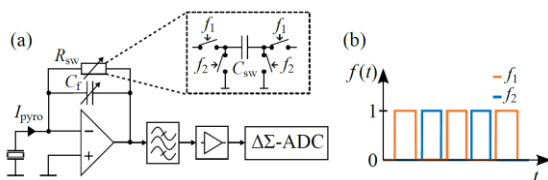


Abb. 13: (a) Konzept der analogen Eingangsstufe mit einem TIA mit geschalteter Kapazität und (b) nichtüberlappenden Schaltfrequenzen.

Mithilfe der Takte  $f_1$  und  $f_2$  wird ein Teil der Ladung von  $C_f$  über  $C_{sw}$  schrittweise entladen. Diese Variante bietet zudem die Vorteile, dass nur eine kleine Chipfläche benötigt wird, die Frequenz  $f_{sw}$  für verschiedene Widerstandswerte variiert werden kann und die Temperaturabhängigkeit sowie Fertigungstoleranzen der Topologie gering sind [11].

Nach der Eingangsstufe begrenzt ein Bandpass die Bandbreite des Signals und ein Verstärker ermöglicht die Anpassung der Signalhöhe an den ADC-Eingangsspannungsbereich. Die Parameter des realisierten ASIC sind in Tabelle 2 zusammengefasst. Durch die Konfigurierbarkeit der Rückkoppellemente des ASIC über mehrere Größenordnungen sind auch die Empfindlichkeit und Bandbreite des Sensors flexibel einstellbar.

Tab. 2: Parameter der analogen Eingangsstufe des ASIC im *LRD-3824*.

Parameter	Wert
Rückkoppelwiderstand	2 G $\Omega$ ... 1 T $\Omega$
Rückkoppelkapazität	50 fF ... 6,4 pF
Hochpass-Grenzfrequenz	0,5 ... 4 Hz
Tiefpass-Grenzfrequenz	12,5 ... 100 Hz
Nachverstärkung	0 ... 18 dB

Die Dimensionierung des ADC ist ein Kompromiss zwischen einer möglichst hohen Auflösung und schneller Abtastfrequenz auf der einen Seite und einem geringen Platzbedarf sowie Leistungsaufnahme auf der anderen Seite. Die dynamische Leistungsaufnahme des ASIC mit dem Operationsverstärker und ADC sollte < 1 mW sein, um die Beeinflussung des wärmeempfindlichen Pyroelektrikums zu vermeiden. Der ADC basiert auf der Delta-Sigma ( $\Delta\Sigma$ )-Architektur, die für niederfrequente Signale mit geringem Platzbedarf und niedriger Leistungsaufnahme geeignet ist [12]. Viele Messsysteme mit pyroelektrischen Sensoren nutzen Modulationsfrequenzen von bis zu 100 Hz. Entsprechend des Nyquist-Kriteriums muss die Abtastfrequenz mindestens 200 Hz betragen, um Aliasing-Effekte zu verhindern. Deshalb wird mit einem zusätzlichen Sicherheitsfaktor eine Abtastfrequenz von 1 kHz gewählt. Das Abtastintervall sowie die minimale zeitliche Auflösung beträgt damit 1 ms.

Die Referenzspannung des ADC ist mit 1,6 V hoch genug, um bei einer typischen Empfindlichkeit von 90.000 VW<sup>-1</sup> und einer effektiven Strahlungsleistung von 5  $\mu$ W nicht zu übersteuern. Daraus resultiert ein Quantisierungsrauschen des ADC von:

$$U_{rms}(ADC) = \frac{1,6 V}{2^n - 1} \cdot \frac{1}{\sqrt{12}}$$

in Abhängigkeit der Bitzahl  $n$  [13]. Für die vereinfachten Annahmen einer weißen Rauschdichte und Bandbreite von 100 Hz beträgt das effektive Rauschen der Eingangsstufe:

$$U_{rms}(TIA) = 35 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{100 Hz} = 350 \mu V.$$

Im Vergleich ist das effektive Rauschen des ADC mit  $n = 16$  Bit circa  $U_{rms}(ADC) = 7 \mu V$  und vernachlässigbar gering. Spektral verteilt sich dieses Rauschen gleichmäßig auf die halbe Bandbreite der Abtastfrequenz  $f_s$ . Da diese mit 500 Hz größer ist als die maximale analoge Bandbreite von 100 Hz, verbessert sich das SNR bei der Signalauswertung im Frequenzbereich weiter [13]. Eine Übersicht der ADC-Parameter ist in Tabelle 3 zu finden.

Tab. 3: Dimensionierte ADC-Parameter.

Parameter	Wert
Referenzspannung	1,6 V
Bitzahl	16 Bit
Auflösung	24,41 $\frac{\mu V}{count}$
Abtastfrequenz	1 kHz
Effektivwert Rauschen (ADC)	7,04 $\mu V$
Rauschdichte (ADC, $f_s = 1$ kHz)	0,32 $\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$

## Bedeutung der Frequenzsynchronisation

Bei der Digitalisierung des pyroelektrischen Signals kommt der Frequenzsynchronisation eine besondere Bedeutung zu. Für eine Signalauswertung im Frequenzbereich wie in Abbildung 11(a) und (b) ergeben sich Fehler im Prozentbereich für die berechneten Magnituden, wenn Abtast- und Modulationsfrequenz zueinander driften. Bisher werden analoge Sensorsignale von einer übergeordneten Kontrolleinheit mit der Abtastfrequenz  $f_s$  digitalisiert, die direkt vom Prozessortakt  $f_{main}$  abhängt. Im Idealfall leitet sich gleichzeitig der Modulationstakt  $f_{mod}$  des IR-Emitters von  $f_{main}$  ab, sodass alle Frequenzen synchron und phasenstarr wie in Abbildung 14 sind.

Beim digitalen Sensor übernimmt der ASIC mit einem unabhängigen Takt die Digitalisierung. Folglich können aufgrund von Temperaturschwankungen oder Fertigungstoleranzen die Takte  $f_{mod}$  und  $f_s$  zueinander driften. Die Auswirkungen werden am Beispiel einer FFT verdeutlicht.

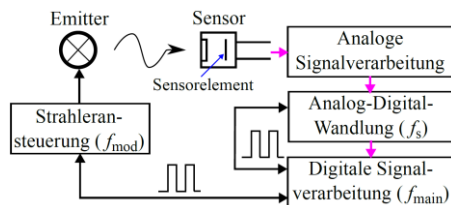


Abb. 14: Prinzipaufbau eines Infrarotmesssystems mit der Modulationsfrequenz  $f_{mod}$  des Infrarotemitters, der Abtastfrequenz  $f_s$  des Analog-Digital-Wandlers (ADC) und der Taktfrequenz  $f_{main}$  der digitalen Kontrolleinheit.

Vor der Fourier-Transformation sollte das zeitlich begrenzte Rohsignal zunächst mit einer Fensterfunktion multipliziert werden, um den Leck-Effekt zu reduzieren [14]. Für Signale mit einer einzelnen dominanten Nutzfrequenz eignet sich das Blackmann-Harris-Fenster. Das Spektrum eines idealen Sinussignals mit der überlagerten Fensterfunktion ist in Abbildung 15 dargestellt. Die Multiplikation der Fensterfunktion im Zeitbereich führt zur einer Faltung im Frequenzbereich und verschmiert die Amplitude von eins auf die umliegenden Frequenzstützstellen. Allgemein hat die FFT eine Frequenzauflösung:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N}$$

mit der Anzahl  $N$  der abgetasteten Datenpunkte, die zu den berechneten Frequenzstützstellen  $f_{bin}$  führen.

Befindet sich  $f_{mod}$  genau zwischen zwei Frequenzstützstellen ist der Fehler bei der Amplitudenberechnung maximal. Das ist der sogenannte Scalloping Loss der Fensterfunktion und beträgt beim Blackmann-Harris-

Fenster - 0,83 dB (- 9 %). Ohne Fensterung, was einem Rechteck-Fenster entspricht, ist der Scalloping Loss sogar - 3,92 dB [14].

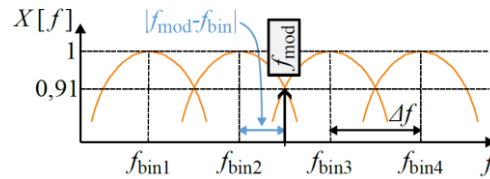


Abb. 15: Potenzieller Fehler bei der Rekonstruktion der Signalamplitude von eins, wenn die berechnete Frequenzstützstelle  $f_{bin}$  von der Modulationsfrequenz  $f_{mod}$  abweicht. In Orange ist das Spektrum des Blackmann-Harris-Fensters um die jeweilige Stützstelle angedeutet.

Um den Leck-Effekt zu minimieren, gibt es beim LRD-3824 zwei Möglichkeiten: (1) Der ASIC-Takt wird direkt von der übergeordneten Kontrolleinheit eingespeist oder (2) ein nach Außen geführter Puls am Ende jeder Abtastung erlaubt die präzise Messung des internen ASIC-Taktes. Die Signalauswertung wird z.B. mithilfe von Zero-Padding oder Anpassung der Messzeit modifiziert, sodass sich eine Frequenzstützstelle der FFT möglichst nah bei der Modulationsfrequenz befindet [14].

## Vergleich analoger und digitaler Sensoren

Die Digitalisierung und steigende Integrationsdichte von Sensoren bietet einige Vorteile, aber auch Nachteile gegenüber analogen Sensoren. Am Beispiel des LRD-3824 verdeutlicht Abbildung 16, dass die spezifische Detektivität über dem gesamten Frequenzbereich geringer ist als bei einem analogen Sensor mit einer äquivalenten Rückkoppelimpedanz. Die Gründe dafür sind, dass: (1) die geschaltete Kapazität als Ersatz für den Höchstohmwiderstand eine höhere Rauschdichte aufweist und (2) die Einzelkomponenten wie der OPV oder JFET mit der verfügbaren CMOS-Technologie häufig höhere Rauschdichten und Leckströme besitzen als hochoptimierte diskrete Bauelemente.

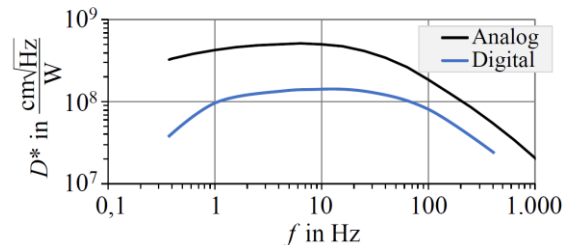


Abb. 16: Frequenzgänge der spezifischen Detektivität eines analogen und digitalen Sensors mit Lithiumtantalat sowie gleicher Rückkoppelimpedanz ( $\approx 100 \text{ G}\Omega \parallel 0,2 \text{ pF}$ ).

Darüber hinaus ist das analoge Ausgangssignal eines Sensors über die Anpassung von Einzelkomponenten frei konditionierbar. Das heißt: (1) die Schaltungstopologie, die Bandbreite und

der Verstärkungsfaktor der analogen Signalverarbeitung sowie (2) die Abtastfrequenz, Bitzahl und Topologie des ADC werden speziell für eine Anwendung dimensioniert, um die Anforderungen des Messsystems bestmöglich zu erfüllen. Ein Beispiel dafür sind IR-Spektrometer, in denen die Sensoren eine besonders hohe Bandbreite und hohen Dynamikbereich mit Abtastfrequenzen  $\geq 1$  kHz benötigen.

Ein wesentlicher Vorteil der digitalen Sensoren ist aber, dass die analoge Signalkonditionierung und Analog-Digital-Wandlung bereits im Sensor durchgeführt werden. Dadurch reduziert sich der externe Hardware-Aufwand und Platzbedarf auf ein Minimum. Das gilt auch für den internen Sensoraufbau, bei dem der ASIC mehrere diskrete Komponenten ersetzt, die Aufbau- und Verbindungstechnik vereinfacht und die Herstellungskosten reduziert. Außerdem sind mehrere Parameter, wie beispielsweise die Rückkoppelimpedanz im Betrieb über die Kommunikationsschnittstelle konfigurierbar. Damit ist die Funktionalität mehrerer analoger Sensoren in einem digitalen Sensor vereint ohne interne Komponenten anzupassen. Das digitale Bussystem I<sup>2</sup>C ermöglicht zudem den parallelen Betrieb von bis zu 127 Sensoren mit nur zwei Kommunikationsleitungen.

### Ausblick

Aufgrund der einzigartigen Eigenschaften pyroelektrischer Sensoren gegenüber Thermopiles oder Mikrobolometern werden diese auch in Zukunft fester Bestandteil der Sensorik sein. Die Digitalisierung der Sensoren begünstigt die Miniaturisierung, Systemintegration und vielseitige Anwendbarkeit. Weitere Maßnahmen zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit sind: (1) die Reduzierung der Rauschteile der analogen Eingangsstufe und (2) die Erhöhung der Abtastfrequenz und Auflösung des ADC. Zudem sind weitere Ansätze zur Steigerung der Integrationsdichte: (3) die Berechnung des Effektivwerts an der Stelle einer zugeführten Referenzfrequenz bereits im ASIC oder (4) die monolithische Integration der Sensorelektronik mit einer CMOS-kompatiblen Dünnschicht auf einem Sensorchip, um den Verdrahtungsaufwand und Flächenbedarf im Sensor zu minimieren.

Der Aufwand und die Kosten zur Entwicklung eines ASIC sind sehr hoch und typischerweise erst ab einer Stückzahl von  $\gg 10.000$  Stück pro Jahr wirtschaftlich. Deshalb wird bei der Integration von Teilen der Signalverarbeitung versucht, die Anforderungen von möglichst vielen Anwendungen und Messsystemen abzudecken. Dabei sind teilweise gegenläufige Optimierungsziele wie eine hohe ADC-Bitzahl für vier Sensorkanäle oder eine einkanalige Version mit möglichst geringer Stromaufnahme, Chipfläche

und Herstellungskosten nur bedingt zu erreichen. Ist der potenzielle Markt für eine bestimmte Funktionalität jedoch groß genug, kann der ASIC bzw. Sensor mit der Technologie dahingehend optimiert oder erweitert werden.

### Literatur

- [1] H. Budzier, G. Gerlach: Thermische Infrarotsensoren: Grundlagen für Anwender. Wiley-VCH, Weinheim, 2010. ISBN: 978-3-527-40960-0.
- [2] C. Mart; W. Weinreich; M. Czernohorsky; S. Riedel; S. Zybell; K. Kuhnel: „CMOS Compatible Pyroelectric Applications Enabled by Doped HfO<sub>2</sub> Films on Deep-Trench Structures“. In: 48<sup>th</sup> European Solid-State Device Research Conference (2018), S. 130–133.
- [3] N. Kurz; Y. Lu; L. Kirste; M. Reusch; A. Žukauskaitė; V. Lebedev; O. Ambacher: „Temperature Dependence of the Pyroelectric Coefficient of AlScN Thin Films“. In: *physica status solidi (a)* 215.13 (2018), S. 1700831. issn: 18626300.
- [4] Broadcom: Datenblatt: S6PY0211. <https://docs.broadcom.com/doc/AFBR-S6ATO1-DS> (besucht am 20.03.2024)
- [5] Excelitas: Katalog: Infrared Sensing Solutions. <https://www.excelitas.com/de/product-category/pyroelectric-ir-detectors-and-sensors> (besucht am 20.03.2024)
- [6] InfraTec: Detektoren und Infrarotfilter <https://www.infratec.de/sensorik/pyroelektrische-detektoren/> (besucht am 20.03.2024)
- [7] J. J. Huseynov; S. B. Baliga: „Optical infrared flame detection system with neural networks“. In: *Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations XVII*. Hrsg. von F. T. Luk. SPIE Proceedings. SPIE, 2007, S. 66970L.
- [8] Stanford Research Systems: Datenblatt: MODEL SR830: DSP Lock-In Amplifier. <https://www.thinksrs.com/downloads/pdfs/manuals/SR830m.pdf> (besucht am 01. 04. 2024).
- [9] J. G. Graeme: Photodiode Amplifiers: Opamp solution. New York: McGraw Hill, 1996. ISBN: 0-07-024247-x.
- [10] M. A. Amayreh: Sub-pA fully integrated CMOS current-mode continuous-time delta-sigma modulators for biological nanopore read-out. Dissertation, Freiburg, 2019. DOI: 10.6094/UNIFR/150066.
- [11] R. Datar; A. Sedra: „Exact design of strays-insensitive switched-capacitor ladder filters“. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems* 30.12 (1983), S. 888–898. ISSN: 0098-4094.
- [12] B. Baker: How delta-sigma ADCs work, Part 1. <https://www.ti.com/lit/an/slyt423a/slyt423a.pdf?ts=1706704127529&2016> (besucht am 31. 01. 2024).
- [13] W. Kester: Tutorial: MT-001. 2009. <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-001.pdf> (besucht am 19. 02. 2024).
- [14] E. O. Brigham: FFT-Anwendungen. Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 1997. ISBN: 3-486-21567-1.