

6 Optische Systeme zur Analyse eindimensionaler zeitlich veränderlicher Bildsignale

In diesem Kapitel werden die Grundlagen für die Anwendung eindimensionaler Bildsensorik zur Messung der Geschwindigkeit von eindimensionalen Bewegungen bestimmter Objekte oder ganzer Szenen bereitgestellt.

Zunächst wird die für dieses Kapitel allgemein maßgebliche Größe, das Prinzip des optischen Flusses behandelt. Ein Anwendungsgebiet der Analyse des optischen Flusses ist die Geschwindigkeitsmessung.

Es werden verschiedene Gruppen von Geschwindigkeitsmeßverfahren näher betrachtet: Das Gradientenverfahren, das Korrelationsverfahren und das Ortsfrequenzfilterverfahren.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde ein Chip zur Geschwindigkeitsmessung basierend auf dem Ortsfrequenzfilterverfahren entwickelt, deshalb werden anschließend verschiedene Ortsfrequenzfilterverfahren sowie die Darstellung von Ortsfrequenzfiltersignalen behandelt.

6.1 Optischer Fluß und Verschiebungsvektorfeld

Der optische Fluß beschreibt die zeitlichen Änderungen von Helligkeitswerten in Bildsequenzen ein- oder zweidimensionaler Szenen und läßt sich somit durch ein Vektorfeld beschreiben, aus dem Betrag und Richtung der Helligkeitswertänderung gewonnen werden kann. Die Dichte des Vektorfeldes kann je nach Vorgabe variieren, z.B. kann jedem Bildpunkt oder lediglich Kantenpunkten ein Vektor zugeordnet sein. Die Helligkeitswertänderungen des optischen Flusses können nicht nur aus Objektbewegungen herrühren, sondern z.B. auch durch zeitliche Beleuchtungsänderungen. Daher wird das Vektorfeld, das ausschließlich aus Objektbewegungen herrührt, als Verschiebungsvektorfeld bezeichnet.

Die Bestimmung und Analyse des optischen Flusses wird häufig zur Erkennung von bewegten Objekten oder zur Objektverfolgung verwendet. Zur Analyse von zweidimensionalen Bildsequenzen stehen einige in der Literatur bekannte Verfahren zur Verfügung, die mit einem hohen Rechenaufwand verbunden sind.

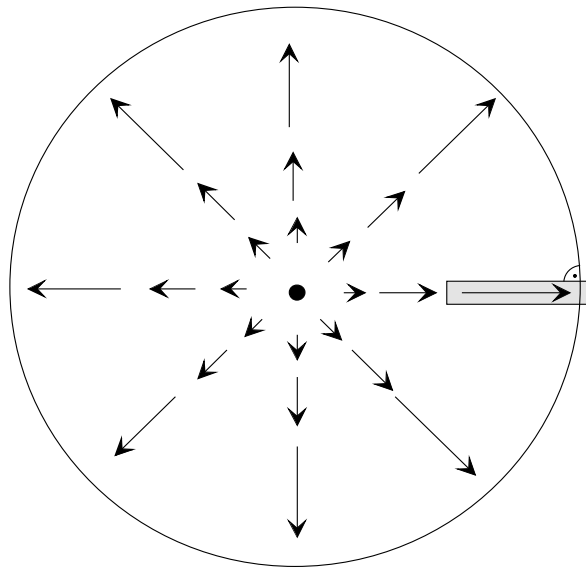
Für bestimmte Meß- oder Detektionsaufgaben kann der Rechenaufwand drastisch reduziert werden, wenn nur innerhalb eines näherungsweise eindimensionalen Meßfensters gemessen wird und folgendes vorausgesetzt werden kann:

- Das Verschiebungsvektorfeld hat innerhalb bekannter Meßfenster immer dieselbe Richtung.
- Die Änderung des Betrages der Verschiebungsvektoren innerhalb der Ausdehnung der Meßfenster ist vernachlässigbar gering.

Bild 6.1 zeigt zwei Beispiele von Verschiebungsvektorfeldern.

Quellenfeld:

z.B. Blick in Fahrtrichtung aus fahrendem Auto



Quellenfreies Feld:

z.B. Ausschnitt aus Partikelstrom

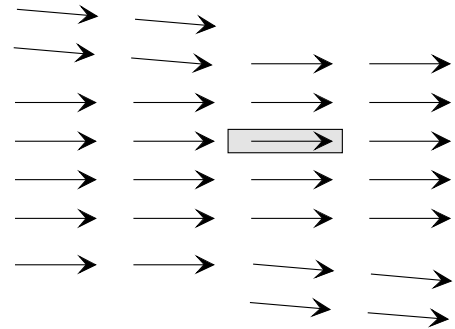


Bild 6.1: Beispiele von Verschiebungsvektorfeldern

Beispielsweise kann bei einer Autofahrt die in Fahrtrichtung aufgenommene Bildsequenz als ein Quellenfeld (Bild 6.1 links) betrachtet werden, dessen Divergenz also von Null verschieden ist. Der Ursprung des Verschiebungsvektorfeldes liegt im Fluchtpunkt der Perspektive. Zur Analyse des Verschiebungsvektorfeldes reicht es in bestimmten Fällen aus, die Beträge der Verschiebungsvektoren in Normalenrichtung zur Bildumrandenden zu kennen. Die Meßaufgabe reduziert sich dadurch auf das Bestimmen der Geschwindigkeitsbeträge in Längsrichtung der Meßfenster.

In vielen Fällen (z.B. bei Messungen von Partikelströmungen in Gasen) reicht für die Meßaufgabe aus, die Geschwindigkeit in Längsrichtung eines einzigen Meßfensters, also den im Meßfenster konstanten Verschiebungsvektorfeld, zu ermitteln.

Die oben gemachten Voraussetzungen vereinfachen eine On-Chip Integration zur eindimensionalen Bewegungsanalyse bzw. Geschwindigkeitsmessung und gelten für die weiteren Unterkapitel.

6.2 Geschwindigkeitsmeßverfahren

Für viele Aufgaben zur Geschwindigkeitsmessung, z.B. in der Automatisierungstechnik, ist es eine wichtige Randbedingung, berührungslos und somit schlupffrei zu messen, um den Prozeß nicht störend zu beeinflussen.

Drei wichtige Gruppen von optischen berührungslos arbeitenden Verfahren zur Geschwindigkeitsmessung sind das Gradientenverfahren, das Korrelationsverfahren und das Ortsfrequenzfilterverfahren. Die Algorithmen von Korrelationsverfahren und Ortsfrequenzfilterverfahren sind beide gut geeignet zur On-Chip Hardwareintegration zusammen mit den Photosensorenarrays, während das Gradientenverfahren rechnerisch aufwendiger ist, jedoch detailliertere Ergebnisse liefert, insbesondere dann, wenn das Verschiebungsvektorfeld nicht überall konstant ist.

6.2.1 Gradientenverfahren

Mit dem Gradientenverfahren läßt sich das Verschiebungsvektorfeld für jeden Bildpunkt bestimmen: Man geht beim Verschiebungsvektorfeld $\mathbf{v}_x(x)$ davon aus, daß sich die Beleuchtung der Szene während der Messung nicht ändert. Damit werden alle Änderungen in der Bestrahlungsstärkeverteilung auf dem Photosensorarray $\partial s(x,t)/\partial t$ von Bewegungen hervorgerufen und es gilt für den eindimensionalen Fall:

$$\frac{\partial s(x,t)}{\partial t} = \mathbf{v}_x(x) \frac{\partial s(x,t)}{\partial x} \quad (6.1)$$

und damit für den Verschiebungsvektor bzw. die Geschwindigkeit:

$$\mathbf{v}_x(x) = \frac{\frac{\partial s(x,t)}{\partial t}}{\frac{\partial s(x,t)}{\partial x}} \quad (6.2)$$

Zur Berechnung von $v(x)$ muß folglich die Ortsableitung und die zeitliche Ableitung für jedes Photosensorelement gebildet werden und anschließend müssen die Ergebnisse dividiert werden. Der Aufwand, diese Verfahren On-Chip zu integrieren, ist enorm, dies belegt ein Beispiel einer bewegungssensitiven zweidimensionalen Bildmatrix [87] aus lediglich 8×8 Pixeln, die eine Chipfläche von $3500\mu\text{m} \times 4000\mu\text{m}$ benötigen.

6.2.2 Korrelationsverfahren

Das Korrelationsverfahren ist im Gegensatz zum Gradientenverfahren biologisch inspiriert [88]. Es zielt daraufhin ab, die Geschwindigkeit über die Laufzeit oder den zurückgelegten

Weg einer Bildszene mit dem einfachen Zusammenhang $v_x = \Delta x / \Delta t$ zu ermitteln. Die Laufzeit einzelner Objekte läßt sich zwar bereits mittels einer einfachen Lichtschrankenordnung (nulldimensionale Sensorik) bestimmen, wenn es sich jedoch nicht um Einzelobjekte, sondern um statistisch verteilte Partikel oder Texturen in einer Bildszene handelt, kommt man nicht mehr mit derartigen Anordnungen aus. Hier ist es notwendig, geeignete Merkmale (z.B. Kanten) aus der Bildszene zu extrahieren und die Laufzeit oder den zurückgelegten Weg der Bildszene zu ermitteln. Laufzeit oder Wegstrecke sind dann mit geeigneten Korrelationsverfahren leicht ermittelbar, insbesondere dann, wenn die zu korrelierenden Szenen sich in 1-Bit-codierte Bitströme umwandeln lassen.

Ein mögliches Korrelationsverfahren besteht darin, die Korrelationsfunktion zweier zu festen Zeitabständen Δt abgetasteten Bildszenen zu ermitteln, um dann mit Kenntnis des Maximums der Korrelationsfunktion auf die zurückgelegte Wegstrecke der Bildszene zu schließen. Zum Beispiel könnte die Bildcodierung aus einer Kantendetektion mit Schwellenwertvergleich bestehen, so daß eine 1-Bit Korrelation anwendbar ist. In [89] wurde ein integriertes Bildsensormsystem gezeigt, welches die Kanteninformation einer eindimensionalen Szene in einen 1-Bit-Strom umwandelt. Anschließend werden zwei 1-Bit-Ströme außerhalb des Chips mittels Mikroprozessor korreliert. Das Beispiel aus Kapitel 5.4. zeigt, daß eine On-Chip Korrelation ebenso möglich ist. Die Zuverlässigkeit dieses Verfahrens ist hier allerdings durch die Qualität der Kantendetektion beschränkt, die starke Kontraste in der Bildszene voraussetzt. Die maximale und minimale meßbare Geschwindigkeit sowie die Meßgenauigkeit sind durch die Anzahl der Photosensorelemente und die gewählten Zeitabstände Δt stark eingeschränkt.

Eine andere Variante für eine On-Chip integrierbare Lösung ist die Laufzeitmessung mittels Korrelation über Verzögerungsleitungen. In Bild 6.2 ist in Anlehnung an [90] der entsprechende Signalfluß schematisch wiedergegeben.

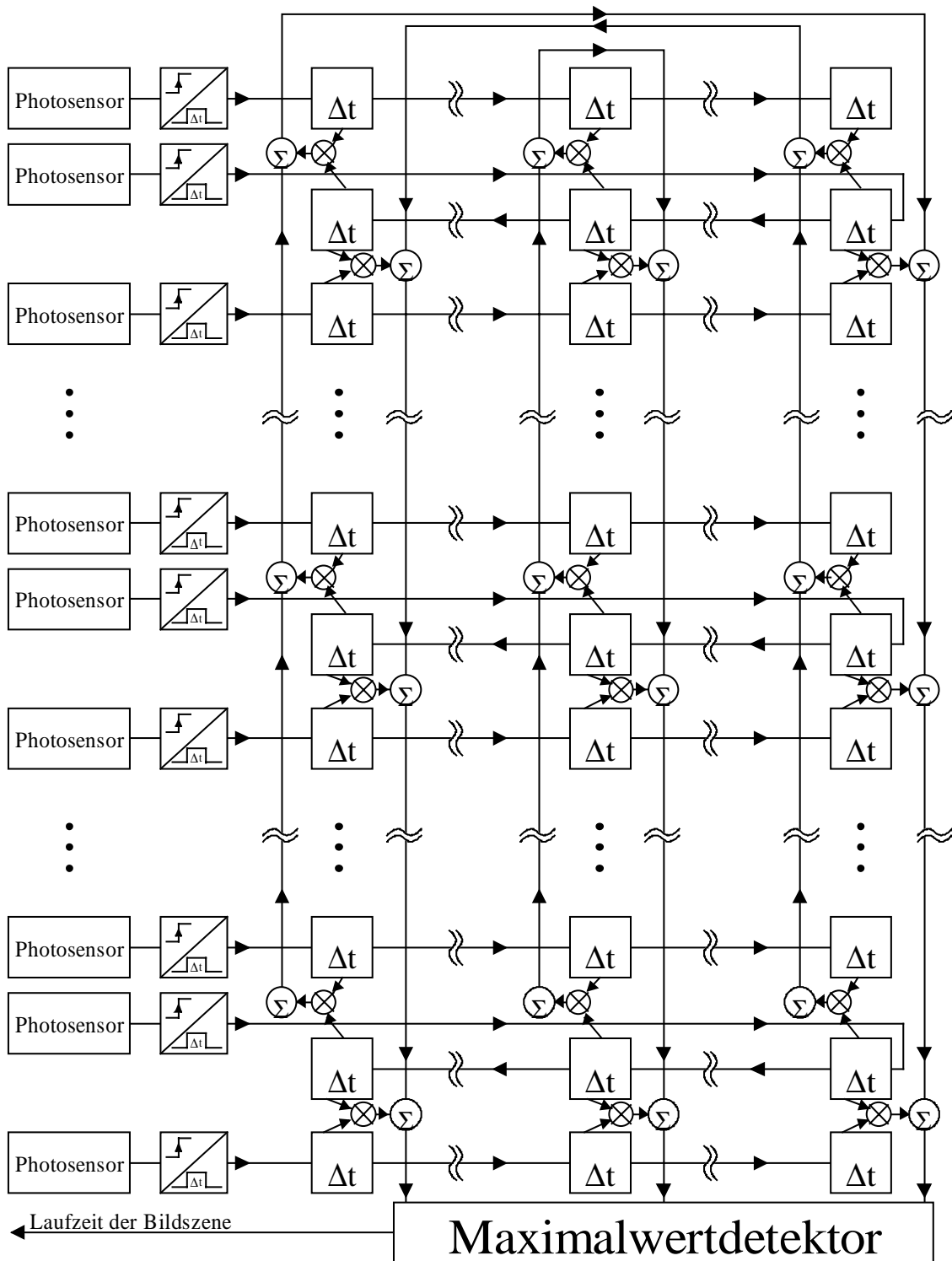


Bild 6.2: Blockschaltbild eines Einchip-Laufzeitmessers

Die zeitabhängigen auf einen Photosensor projizierten Helligkeitswerte enthalten schnell ansteigende Rampen, die als bewegte Objektkanten interpretiert werden. Diese Rampen, also schnelle Änderungen der Photoströme der Photosensorelemente, werden in Spannungspulse der Dauer Δt umgewandelt. Die generierten Spannungspulse benachbarter Photosensorelemente laufen nun über Verzögerungsleitungen mit einer zeitlichen Verzögerung von Δt gegeneinander. Das Zusammentreffen der Pulse wird durch 1-Bit

Korrelatoren detektiert, deren Ausgangssignale auf bestimmten Leitungen akkumuliert werden. Je schneller sich das Bildsignal über das eindimensionale Photosensorarray bewegt, desto weiter innen im Netzwerk treffen die Pulse zusammen. Der Ort der größten Akkumulation von Pulsen repräsentiert, laut gezeigtem Schema, die zu ermittelnde Laufzeit der Bildszene und somit die Geschwindigkeit. Die Genauigkeit der Geschwindigkeitsbestimmung wird jedoch bei der Laufzeit von der Abtastzeit bzw. vom Systemtakt Δt bestimmt, und es besteht ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen zu messender Geschwindigkeit und Meßgenauigkeit. Die Meßgenauigkeit sinkt mit wachsender Geschwindigkeit.

Die noch meßbare Mindestgeschwindigkeit ist von der eingeschränkten Anzahl von Verzögerungen begrenzt.

Auch hier kann die Zuverlässigkeit des Meßverfahrens von der Qualität der Kantendetektion stark eingeschränkt sein.

6.2.3 Ortsfrequenzfilterverfahren

Bei Ortsfrequenzfilterverfahren (in der Literatur auch Ortsfilterverfahren) wird eine bewegte Bildszene oder ein bewegtes Objekt mit ortsfesten gitterförmigen periodischen Strukturen zur Geschwindigkeitsmessung überlagert. Das zeitabhängige Ausgangssignal der verwendeten Photosensoranordnung ist periodisch und hat in seinem zeitlichen Frequenzspektrum eine Maximumfrequenz f_0 , die direkt proportional zur Geschwindigkeitskomponente v_x mit senkrechter Orientierung zur Ausrichtung des Gitters ist (z.B. Maskierung durch Gitter).

Als erstes Ortsfrequenzfilterverfahren sei zunächst die verbreitete Zweistrahl-Laser-Doppler-Anemometrie, bei der die Ortsfrequenzfilterung über die Projektion eines Gitters auf ein Meßvolumen erzielt wird, erwähnt. Der Aufbau solch eines Meßsystems ist sehr aufwendig, und stellt höchste Ansprüche an die Präzision der Optik. Bei diesem Zweistrahlverfahren wird der Laserstrahl über ein Strahlenprisma in zwei parallele, intensitätsgleiche Strahlen zerlegt, die fokussiert und unter einem Winkel φ zum Schnitt gebracht werden. Dabei entsteht ein Schnittvolumen (sog. Meßvolumen), dessen Durchmesser und Länge sich aus den Gegebenheiten des Meßsystems berechnen lassen.

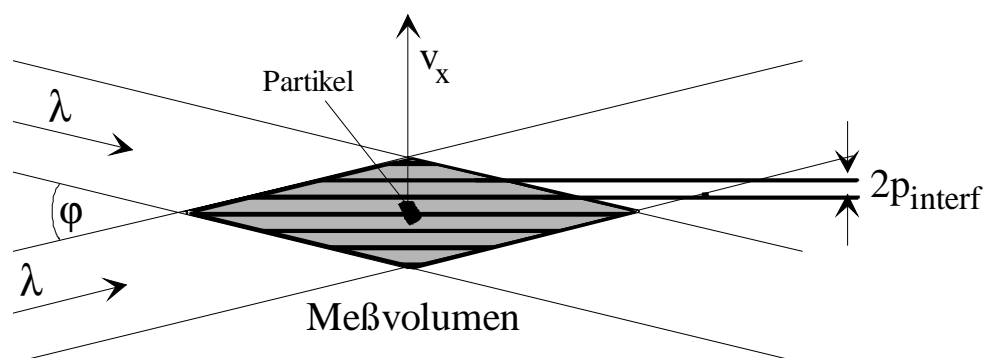


Bild 6.3: Bildung von Interferenzstreifen im Meßvolumen durch Kreuzung der Laserstrahlen

Die Interferenzstreifen haben den Abstand $2p_{\text{Interf}}$, der von der Wellenlänge des eingestrahnten Lichtes und des Kreuzungswinkels φ abhängt:

$$2p_{\text{Interf}} = \frac{\lambda}{2 \sin \frac{\varphi}{2}}. \quad (6.3)$$

Ein Teilchen, das sich mit der Geschwindigkeit v_x durch das Meßvolumen bewegt, streut das Licht der hellen Streifen mit der Frequenz f_0 , die proportional zur Geschwindigkeitskomponente v_x ist und kann von einem einzelnen Photosensor detektiert und anschließend ausgewertet werden. Die Frequenz des Streulichtes ist vom Beobachtungsort unabhängig, d.h. der einzelne Photosensor kann unter einem beliebigen Raumwinkel angeordnet werden. Die Intensitätsverteilung des Streulichtes im Raum ist sehr unregelmäßig. Dies bedeutet, daß zwar in Vorwärtsstreuanordnungen die Laserleistungen im Milliwattbereich genügen, im Rückstreubetrieb jedoch Laserleistungen im Wattbereich, in der Regel 1-5 W nötig sind [91].

Eine zweite Gruppe von Ortsfrequenzfilterverfahren arbeitet auch mit inkohärenter Beleuchtung. Hier wird eine sog. Gitterabtastung vorgenommen. Das Ausführungsbeispiel in Bild 6.4 zeigt das Prinzip der Geschwindigkeitsmessung mit einem Gitter als Ortsfrequenzfilter, welches als Maskierung des Streulichtes im Meßvolumen dient. Der einzelne Photosensor empfängt wie bei der Laser-Doppler-Anordnung ein periodisches Signal mit der Periodizität f_0 , welche über den Abbildungsmaßstab der Optik M und der Gitterkonstante $2p$ proportional zu v_x ist:

$$v_x = \frac{2p f_0}{M}. \quad (6.4)$$

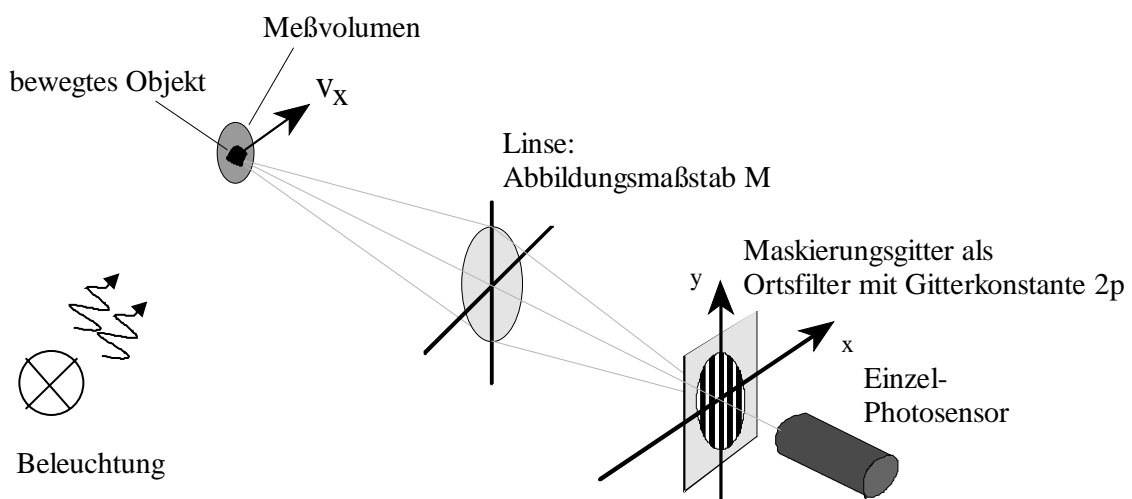


Bild 6.4: Prinzip zur Messung der Geschwindigkeit mit einem Maskierungsgitter als Ortsfrequenzfilter

Eine weitere Ausführung der Gitterabtastung ist die Verwendung eines aktiven Maskierungsgitters als Ortsfrequenzfilter, d.h. das Maskierungsgitter wird durch ein eindimensionales Photosensorarray nachgebildet. Die Ausgangssignale der Ausleseschaltungen der Photosensoren erfahren wechselseitig eine positive und negative Gewichtung und werden anschließend aufsummiert. Den undurchlässigen Bereichen des einfachen Maskierungsgitters entspricht eine negative Gewichtung und den durchlässigen Bereiche eine positive Gewichtung der Ausgangssignale. Die wechselseitige Gewichtung mit +1 und -1 nennt man Differenzgitter. Eine entsprechende Meßanordnung ist in Bild 6.5 schematisch dargestellt und hat eine wesentlich bessere Gleichlichtunterdrückung als die zuvor vorgestellten Anordnungen des Laser-Doppler-Verfahrens und des einfachen Maskierungsgitters. Darüber hinaus eignet sie sich im Hinblick auf eine On-Chip Integration von Photosensorarray und Auswerteelektronik hervorragend.

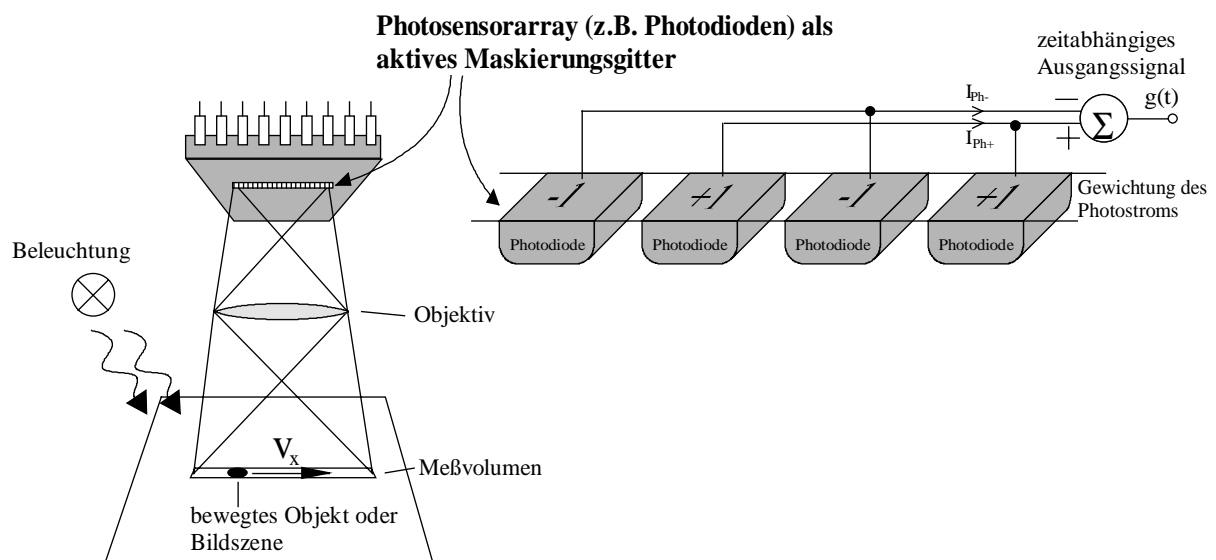


Bild 6.5: Meßanordnung mit aktivem Maskierungsgitter als Ortsfrequenzfilter

Als Alternative zu integrierten Hardwarelösungen könnte man z.B. diskrete Photodioden zu einem Photosensorarray positionieren. Eine weitere Möglichkeit besteht in einer zeilenförmigen Anordnung der Eingänge von Lichtleitfasern, aus denen wechselseitig die zwei Gruppen (gerade und ungerade Fasern) gebündelt werden und zur Auswertung zwei einzelnen Photosensoren zugeführt werden, wie es beispielsweise in [92] realisiert wurde. Eine nichtintegrierte Lösung birgt jedoch Schwierigkeiten in z.B. der exakten Positionierung der Photosensorelemente, also in der Einhaltung einer gleichbleibenden Gitterkonstante.

6.3 Darstellung von Ortsfrequenzfiltersignalen

6.3.1 Orts- und Zeitbereich

Bild 6.6 zeigt einen Schnitt durch ein Photosensorarray (hier z.B. Photodioden). Führt man eine Gewichtung gemäß einem Differenzgitter und anschließender Summation durch, so entsteht eine Gesamtapertur des aktiven Maskierungsgitters $h(x)$, die sich aus den mikroskopischen Aperturen der einzelnen Photosensorelemente $h_m(x)$ zusammensetzt. Die mikroskopische Apertur eines Photosensorelementes wird hier als trapezförmig angenommen.

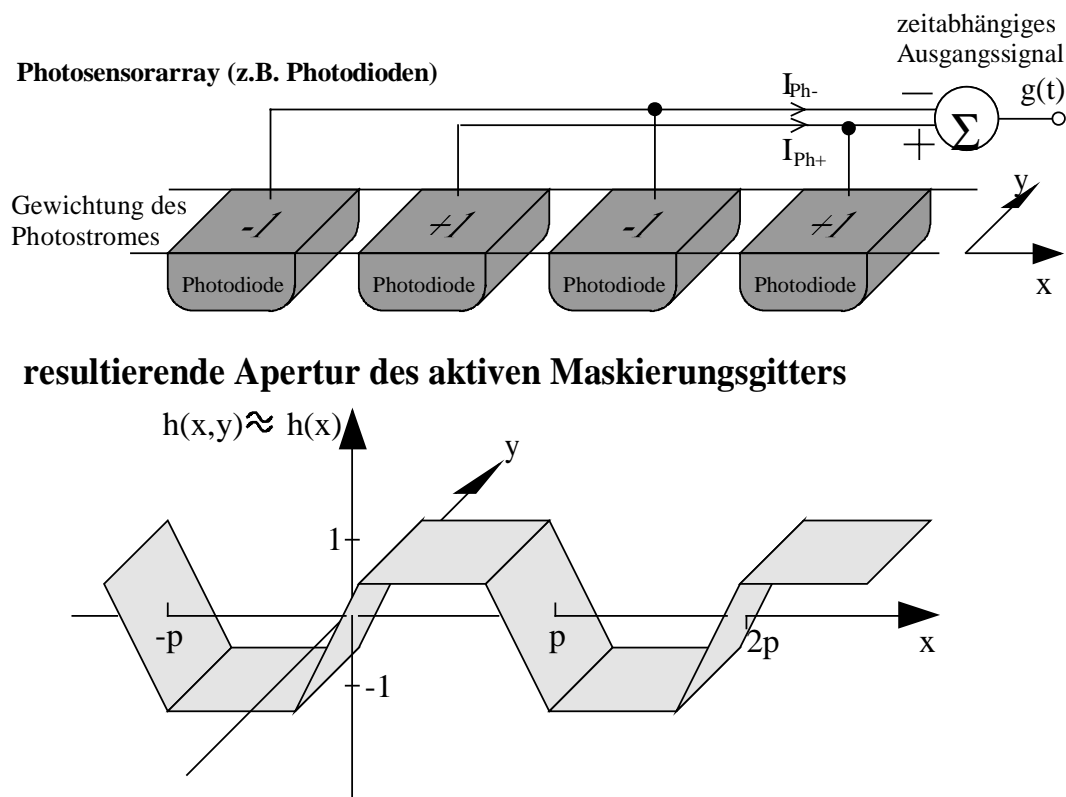


Bild 6.6: Beispiel einer Aperturfunktion von aktiven Maskierungsgitter

Die Gitterkonstante eines aktiven Maskierungsgitters ist $2p$. Innerhalb einer Gitterkonstante von $-p < x < +p$ soll die elementare Apertur des Maskierungsgitters $h_e(x)$ aus zwei mikroskopischen Aperturen des Photosensorelementes wie folgt definiert sein:

$$h_e = h_m\left(x - \frac{p}{2}\right) - h_m\left(x + \frac{p}{2}\right). \quad (6.5)$$

Für ein unendlich ausgedehntes aktives Maskierungsgitter gilt:

$$h(x,y) \approx h(x) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h_e(x - i 2p). \quad (6.6)$$

Bei der Bildsignalaufnahme mit einem aktiven Maskierungsgitter als Ortsfrequenzfilter wird das aufsummierte Ausgangssignal der Ausleseschaltungen zu einem festen Zeitpunkt (oder bei unbewegter Bildszene) $g(t_0)$ durch die Integration der Bestrahlungsstärkeverteilung $s(x,y)$ in der Photosensorebene mit einer Bewertung durch die Aperturfunktion des Ortsfrequenzfilters $h(x,y)$ gebildet (siehe auch Kapitel 4.2 über die mikroskopische Apertur eines einzelnen Photosensorelements):

$$g(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(x,y) s(x,y) dy dx . \quad (6.7)$$

Das Ausgangssignal der Ausleseschaltungen g soll im folgenden als Ortsfrequenzfiltersignal bezeichnet werden.

Für konstante Apertur in y -Richtung $h(x,y) = h(x)$ (z.B. Bild 6.6) gilt:

$$g(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[h(x) \int_{-\infty}^{\infty} s(x,y) dy \right] dx . \quad (6.8)$$

Für große Ausdehnung der Apertur in y -Richtung (Extremfall: unendlich) und für Bildszenen mit statistischer Bestrahlungsstärkeverteilung, deren Ortsmittelwert in y -Richtung von x unabhängig ist, gilt an einer beliebigen Stelle x_0 :

$$\bar{s}_y = \int_{-\infty}^{\infty} s(x_0, y) dy . \quad (6.9)$$

Wegen der Periodizität von $h(x)$ in x -Richtung verschwindet dann das Ortsfrequenzfiltersignal bei gerader Anzahl von Photosensorelementen:

$$g(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(x) \bar{s}_y dx = 0 . \quad (6.10)$$

Für diesen Fall hat das Maskierungsgitter keine Filterwirkung. Hieraus kann gefolgert werden, daß die Ausdehnung der Apertur in y -Richtung je nach Charakteristik von $s(x_0,y)$ nicht zu groß werden darf. Im Idealfall ist die Apertur des Gitters in y -Richtung unendlich schmal bei gleichzeitiger endlicher Empfindlichkeit der Photosensorelemente. Diesem Idealfall soll im folgenden zumindest derart entsprochen werden, als daß eine kleine aber endliche Gitterausdehnung in y -Richtung angenommen wird, innerhalb derer s nur von x abhängt. Dadurch reduziert sich das Ortsfrequenzfiltersignal (ohne Konstanten zu berücksichtigen) zu:

$$g(t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(x) s(x) dx . \quad (6.11)$$

Die Ortsfrequenzfilterwirkung des Maskierungsgitters ist nicht nur abhängig von der Ausdehnung in y -Richtung, sondern auch vom Verhältnis zwischen Gitterkonstante $2p$ und

Teilchengröße. Haben z.B. die Teilchen eine Ausdehnung von genau $2p$ oder ganzzahlige Vielfache davon, so kommt es zu einer Auslöschung und die Filterwirkung verschwindet bei dem oben betrachteten Differenz-Trapezgitter vollständig, da das Ausgangssignal stets Null ist. Wird die Geschwindigkeit von Partikeln einheitlicher Ausdehnung gemessen, sollte die Auslöschung bei der Dimensionierung der Optik vermieden werden. Handelt es sich um Ströme von Partikeln mit statistisch verteilter Größe oder statistisch verteilte Bildszenen wie Texturen, so ist das Auslöschproblem in den meisten Fällen vernachlässigbar.

Wenn sich ein Objekt oder eine Szene mit der konstanten Geschwindigkeit $v_B = M v_x$ in x -Richtung über das Photosensorarray bewegt, nimmt die Bestrahlungsstärkeverteilung den Wert $s(x - v_B t)$ an. Das Ortsfrequenzfiltersignal ist somit zeitabhängig und es gilt mit der zeitabhängigen Verschiebung der Beleuchtungsfunktion $x_B = v_B t$ für das Ortsfrequenzfiltersignal:

$$g(v_B t) = g(x_B) = \int_{-\infty}^{\infty} h(x) f(x - x_B) dx. \quad (6.12)$$

Ein ähnliches Integral wurde auch in Gleichung 4.7 hergeleitet. Hierbei handelt es sich nicht um ein Faltungsintegral, weil x und nicht x_B die Integrationsvariable ist. Die rechte Seite von Gleichung 6.11 entspricht nur dann einem Faltungsintegral, wenn es sich um eine spiegelsymmetrische Aperturfunktion $h(x) = h(-x)$ handelt. Dies ist beim Differenzgitter allerdings nicht der Fall, denn vielmehr liegt hier Punktsymmetrie vor:

$$h(x) = -h(-x). \quad (6.13)$$

In diesem Fall gilt dann:

$$g(v_B t) = g(x_B) = -h(x_B) * f(x_B). \quad (6.14)$$

Die invertierte Aperturfunktion des aktiven Maskierungskitters $-h(x_B)$ wirkt also wie ein Filter auf die auftreffende bewegte Bestrahlungsstärkeverteilung und produziert ein zeitabhängiges Signal $g(v_B t)$ am Summationsknoten der Ausgangssignale der Photosensorelemente.

6.3.2 Frequenzbereich

Bevor man die Darstellung von Ortsfrequenzfiltersignalen im Frequenzbereich betrachtet, muß zunächst auf die notwendige Unterscheidung von zeitlicher Frequenz f und Ortsfrequenz f_x hingewiesen werden. Des weiteren korrespondiert die Ortsfrequenz f_x im Ortsfrequenzbereich mit der zeitlich abhängigen Verschiebung der Bestrahlungsstärkeverteilung auf dem Photosensorarray $x_B = v_B t$ im Ortsbereich. Dies führt dazu, daß die zeitliche Frequenz f als Bestandteil des Ortsfrequenzfiltersignals mit der Ortsfrequenz f_x über

$$f = f_x \cdot v_B \quad (6.15)$$

miteinander verknüpft sind.

In seltenen Fällen handelt es sich bei den Bestrahlungsstärkeverteilungen zu einem festen Zeitpunkt um deterministische Signale, sondern meist um Zufallsprozesse im Raum. Daher müssen hier die Signale mit statistischen Methoden formuliert werden. Bei der Beschreibung eines stationären Prozesses sind die Scharmittelwerte einfache Konstanten, die an jedem beliebigen Ort bestimmt werden können. Weiterhin sind die Verbundmittelwerte 2. Ordnung nur noch von der Ortsverschiebung x_B abhängig. Damit ist die Autokorrelation stationärer Prozesse nur eine Funktion von x_B . Ergodische Prozesse sind stationäre Prozesse, für die zusätzlich alle Ortsmittel gleich den entsprechenden Scharmitteln sind. Mit der Annahme, daß die Bestrahlungsstärkeverteilung $s(x)$ ein stationärer, ergodischer Prozeß ist, gilt für die Autokorrelationsfunktion der Beleuchtungsfunktion $\varphi_{ss}(x_B)$:

$$\varphi_{ss}(x_B) = E[s(x) s(x + x_B)], \tag{6.16}$$

wobei $E[\]$ den Erwartungswertoperator bezeichnet.

Will man die Autokorrelationsfunktion des statistischen Ausgangssignals eines Systems (hier: Ortsfrequenzfiltersignal) $\varphi_{gg}(x_B)$ bestimmen, so kann diese mit Hilfe der Wiener-Lee Beziehung [93] bestimmt werden:

$$\varphi_{gg}(x_B) = \varphi_{ss}(x_B) * \varphi_{hh}(x_B). \tag{6.17}$$

$\varphi_{hh}(x_B)$ ist die deterministische Autokorrelationsfunktion der Aperturfunktion, und $\varphi_{ss}(x_B)$ ist die statistische Autokorrelationsfunktion der Bestrahlungsstärkeverteilung.

Hier sei angemerkt, daß $\varphi_{hh}(x_B)$ dasselbe Ergebnis für $h(x)$ oder $-h(x)$ liefert, daher ist das Minuszeichen in Gleichung 6.13 bei der statistischen Betrachtung ohne Bedeutung.

Für die Fouriertransformierte von $\varphi_{hh}(x_B)$ gilt:

$$\varphi_{hh}(x_B) \quad \circ \text{---} \bullet \quad |H(f_x)|^2. \tag{6.18}$$

Für die Fouriertransformierte von $\varphi_{ss}(x_B)$ gilt hingegen:

$$\varphi_{ss}(x_B) \quad \circ \text{---} \bullet \quad \Phi_{ss}(f_x). \tag{6.19}$$

$\Phi_{ss}(f_x)$ ist das Leistungsdichtespektrum des Zufallsprozesses $s(x)$. Mit Gleichung 6.17 gilt dann die Fourierkorrespondenz:

$$\varphi_{gg}(x_B) = \varphi_{ss}(x_B) * \varphi_{hh}(x_B) \tag{6.20}$$

$$\begin{array}{c} \circ \\ | \\ \bullet \end{array} \quad \Phi_{gg}(f_x) = \Phi_{ss}(f_x) |H(f_x)|^2. \tag{6.21}$$

Gleichung 6.20 zeigt, daß sich $|H(f_x)|^2$ wie eine Filterfunktion auf das Eingangsleistungsdichtespektrum $\Phi_{ss}(f_x)$ im Ortsfrequenzbereich auswirkt.

Das Maximum der Durchlaßcharakteristik eines trapezförmigen Differenzgitters als Ortsfrequenzfilter liegt in der Nähe der Ortsfrequenz $f_{x0}=1/2p$. Wegen der endlichen Ausdehnung in x-Richtung des Ortsfrequenzfilters liegt das Maximum nicht genau bei f_{x0} , jedoch nimmt diese Genauigkeit und auch die Filtergüte mit der Anzahl der Gitterperioden zu. Ist die Aperturfunktion nicht sinusförmig, so treten neben dem Hauptmaximum bei f_{x0} noch Nebenmaxima bei den Frequenzen $n/2p$ auf. Die Filtercharakteristik eines Differenzgitters weist im Ortsfrequenzbereich keinen Gleichanteil auf, was sich insbesondere bei starker Beleuchtung (hoher Gleichanteil) und geringem Kontrast in der Bestrahlungsstärkeverteilung vorteilhaft auswirkt.

Im folgendem Bild 6.7 wird ein qualitatives Beispiel typischer Eingangsleistungsdichtespektren $\Phi_{ss}(f_x)$ für Asphalt oder weißes Kopierpapier sowie einer möglichen Ortsfrequenzfiltercharakteristik eines Differenzgitters $|H(f_x)|^2$ gezeigt. Das Ausgangsleistungsdichtespektrum $\Phi_{gg}(f_x)$ ergibt sich laut Gleichung 6.20 durch die Multiplikation der Filtercharakteristik mit dem Eingangsleistungsdichtespektrum $\Phi_{ss}(f_x)$.

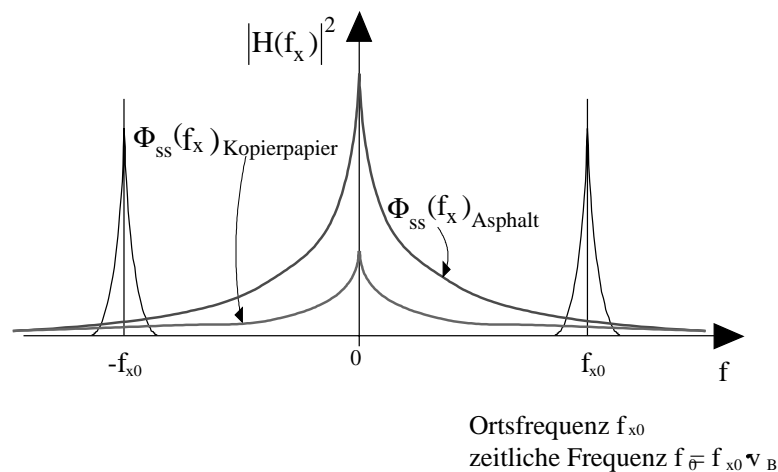


Bild 6.7: Filterung des Eingangsleistungsdichtespektrums mittels $|H(f_x)|^2$

Das zeitabhängige Ortsfrequenzfiltersignal hat bandpaßförmigen Charakter und die Bandmittenfrequenz liegt näherungsweise bei f_0 , woraus die Bewegungsgeschwindigkeit der Bestrahlungsstärkeverteilung v_B über das Photosensorarray oder deren absolute Geschwindigkeit v_x ermittelt werden kann:

$$v_B = \frac{f_0}{f_{x0}}, \text{ mit } f_{x0}=1/2p, \quad (6.22)$$

bzw. mit dem optischen Abbildungsmaßstab M :

$$v_x = \frac{f_0}{f_{x0} M}. \quad (6.23)$$

6.4 Beispiel: Integriertes Bildsensormessungssystem zur Geschwindigkeitsmessung

Eine On-Chip CMOS-Integration eines Maskierungsgitters als Ortsfrequenzfilter zur Geschwindigkeitsmessung bietet sich u.a. deswegen an, weil die Gewichtung und Summation aller Ausgangssignale der Photosensoren bereits auf dem Chip erfolgen kann und die Geometrie sowie Anzahl der Photosensorelemente nahezu frei wählbar und an bestimmte Vorgaben anpaßbar ist.

Zur Zeit werden z.B. in [94] CCD-Photosensorarrays als integriertes Maskierungsgitter verwendet. Bei einem CCD-Photosensorarray mit üblichem Taktschema müssen jedoch alle Ausgangssignale der Photosensorelemente ausgegeben sowie Off-Chip gewichtet und aufsummiert werden, um das ortsbandpaßgefilterte Signal zu erhalten. Weiterhin muß man mit den vorgegebenen Geometrien der handelsüblichen CCD-Photosensorarrays auskommen. Die CCDs arbeiten zeitdiskret mit festen Belichtungszeiten, so daß bei niedriger Beleuchtung ggf. nur sehr langsam aufgrund der hohen Belichtungszeit seriell und sukzessive ausgelesen werden kann. Dies führt dann zu einer starken Begrenzung der maximal meßbaren Geschwindigkeit.

Im Gegensatz zu einem CCD-Photosensorarray ist bei dem im folgenden vorgestellten integrierten CMOS-Bildsensormessungssystem [95] das gewichtete und aufsummierte ortsbandpaßgefilterte Ausgangssignal On-Chip parallel und in Echtzeit generiert worden und ist aufgrund der Architektur der Ausleseschaltung gleichanteilsfrei. Das integrierte CMOS-Bildsensormessungssystem stellt somit u.a. die wesentlich kompaktere und robustere Lösung dar.

Zunächst wird in Kapitel 6.4 die mikroskopische Apertur und daraus die Filtercharakteristik des verwendeten Photosensorarrays bzw. des entstandenen Ortsfrequenzfilters bestimmt. Mit den Ergebnissen wird die maximal erreichbare Auflösung bei einer Geschwindigkeitsmessung bzw. Güte des Ortsfrequenzfilters ermittelt. Abschließend werden die Schaltungselemente und die Schaltungsarchitektur des integrierten Bildsensormessungssystems sowie einige Meßergebnisse vorgestellt.

6.4.1 Bestimmung der Filtercharakteristik

Die mikroskopische Apertur $h_m(x)$ der als Photosensorelemente verwendeten Photo-MOSFETs ist mit einem im FhG-IMS verfügbaren LSM (Laser Scan Microscope) ausgemessen worden. Der zur Messung genutzte Laserstrahl hat einen Durchmesser von ca. $2\mu\text{m}$. Die Positioniergenauigkeit des Lasers beträgt etwa $1\mu\text{m}$. Zur Messung wurde ein Testchip verwendet, auf dem sich Photo-MOSFETs mit den selben Geometrien befanden, wie auf dem integrierten Bildsensormessungssystem zur Geschwindigkeitsmessung. Auf dem Testchip ist

eine Ausleseschaltung für jeden Photo-MOSFET in dem Photosensorarray vorhanden, deren Ausgangssignale über einen Multiplexer ausgegeben werden. Der Photostrom des Photo-MOSFET wurde auf einer Kapazität integriert und bei einer festen Integrationszeit in eine proportionale Spannung umgewandelt (Ausleseschaltung aus Kapitel 3.2.1, Beispiel 2). Der Photo-MOSFET arbeitete dabei in schwacher Inversion, also mit linearer Transfer-Charakteristik und äußerst geringem Dunkelstrom. Die den Photo-MOSFET umgebende n-Wanne wird in eine Richtung fortgesetzt, wobei der Photo-MOSFET selbst mit einer Metallage abgedeckt ist. Über dem Fortsatz der n-Wanne, die den aktiven und damit lichtempfindlichen pn-Übergang bildet, ist ein Fenster freigelassen. Der Laserstrahl wurde entlang der in Bild 6.8 skizzierten Spur A-B in x-Richtung verfahren. Hier sei angemerkt, daß es sich beim ausgemessenen Photosensorelement um eines innerhalb des Photosensorarrays handelt. Befänden sich keine weiteren aktiven pn-Übergänge in der Umgebung, so würde die mikroskopische Apertur nicht so steil abfallen (siehe auch Kapitel 4.3). Bild 6.8 zeigt schematisch die Aufsicht auf das Layout des vermessenen Bereichs, sowie einen Querschnitt. Es ist deutlich zu sehen, daß sich die mikroskopische Apertur mit steigender Betriebsspannung $U_{DD}-U_{SS}$, die gleichzeitig die Sperrspannung der aktiven pn-Diode U_{Diode} ist, verbreitert. Dies liegt an der wachsenden Ausdehnung der Raumladungszone und damit den Driftstromanteilen, die zum Photostrom beitragen. Der zu realisierende Chip wird mit einer Betriebsspannung $U_{DD}-U_{SS}$ von 7V versorgt. Daher ist für die Auswertung der Filtercharakteristik die Apertur bei 7V relevant.

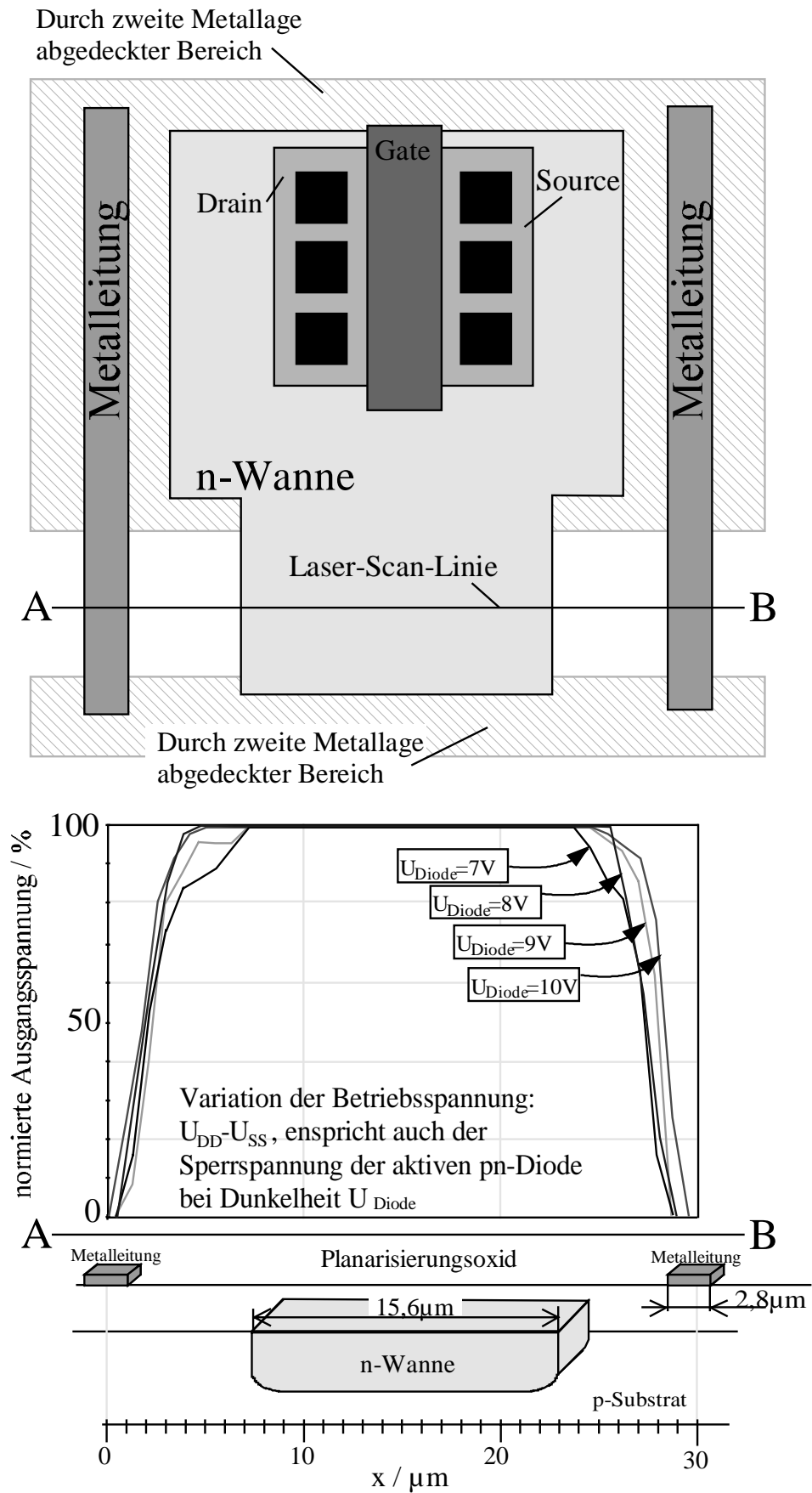


Bild 6.8: Gemessene mikroskopische Apertur eines Photosensorelementes

Die experimentell bestimmte mikroskopische Apertur ist durch die endliche Breite des Laserstrahls verfälscht. Der Laserstrahl wird als ein Rechteckimpuls mit einer Breite von $2\mu\text{m}$ angenommen. Das Ergebnis entspricht einer Faltung des als Rechteck angenommenen Laserstrahls mit der wirklichen Aperturfunktion der Photosensoren im Ortsbereich.

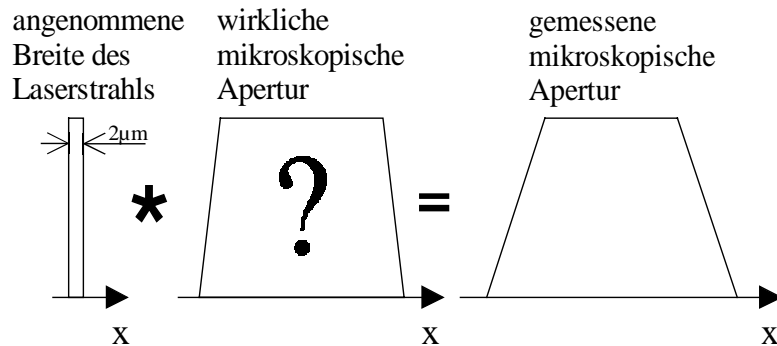


Bild 6.9: Prinzip zur Vermessung der Apertur eines Photosensors

Um nun die wirkliche mikroskopische Apertur des verwendeten Photosensorelementes zu ermitteln, müssen die ermittelten Meßdaten numerisch fouriertransformiert werden. Im Ortsfrequenzbereich kann dann die transformierte gemessene Apertur durch die transformierte Apertur des Laserstrahls dividiert werden. Die Rücktransformation des Ergebnisses ergibt dann die wirkliche mikroskopische Apertur $h_m(x)$. Diese bildet gemäß der Gleichung

$$h_e(x) = h_m\left(x - \frac{p}{2}\right) - h_m\left(x + \frac{p}{2}\right) \quad (6.24)$$

die elementare Apertur des aktiven Maskierungsgitters $h_e(x)$.

Die numerisch ermittelte elementare Apertur ist in Bild 6.10 gezeigt. Zur numerischen Fouriertransformation wurden die 30 gemessenen Stützstellen auf 64 pro mikroskopischer Apertur durch Interpolation ergänzt.

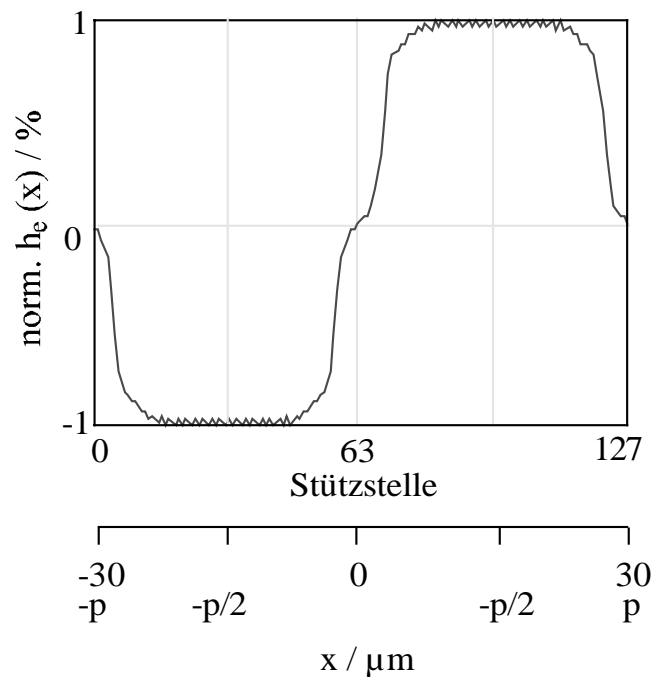


Bild 6.10: Elementare Apertur des verwendeten aktiven Maskierungssitters als Ortsfrequenzfilter

Die numerisch ermittelte elementare Apertur wird nun durch eine trapezförmige Apertur mit der Breite $b=18,5\mu\text{m}$ approximiert, um geschlossene mathematische Ausdrücke für den Frequenzbereich zu finden.

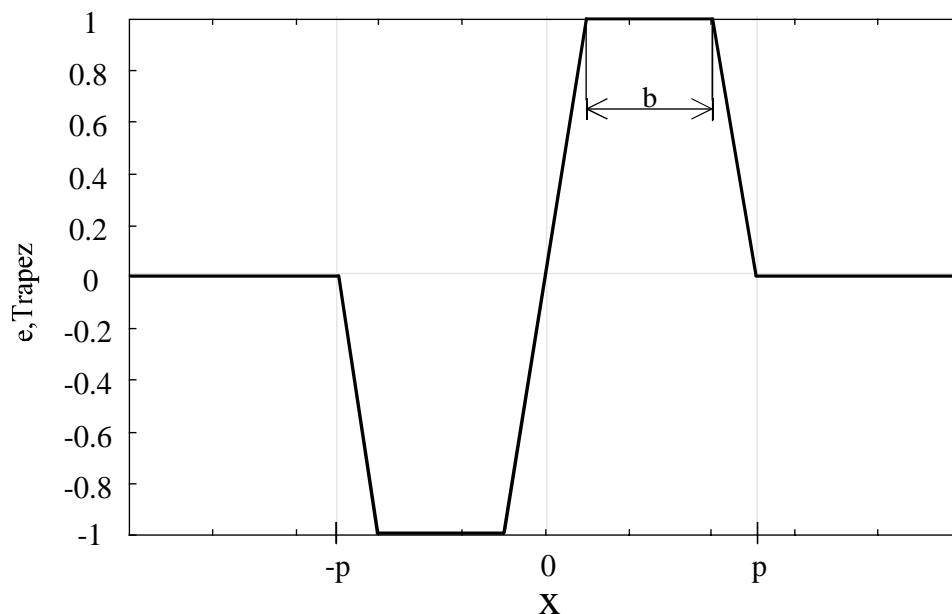


Bild 6.11: Trapezförmige elementare Apertur

Werden N elementare Aperturen aus Bild 6.11 zu einer Ortsfrequenzfilteranordnung mit einem konstanten Abstand $2p$ zusammengefaßt, kann man die resultierende Apertur im Ortsbereich $h(x)$ als eine Faltung der elementaren Aperturfunktion $h_e(x)$ mit einer endlichen Folge von N Dirac-Impulsen $\sum_{i=0}^{N-1} \delta(x - i 2p)$ auffassen. Die Anzahl der Dirac-Impulse entspricht der Hälfte der Anzahl der Photosensorelemente, da eine elementare Apertur aus der Apertur zweier Photosensorelemente zusammengesetzt ist. Es soll gelten:

$$\delta_{N,2p}(x) = \sum_{i=0}^{N-1} \delta(x - i 2p). \quad (6.25)$$

Die Gesamtapertur $h(x)$ und damit die Systemfunktion des Ortsfrequenzfilters lautet dann:

$$h(x) = \sum_{i=0}^{N-1} h_e(x - i 2p) = h_e(x) * \sum_{i=0}^{N-1} \delta(x - i 2p) \quad (6.26)$$

und mit obiger Abkürzung

$$h(x) = h_e(x) * \delta_{N,2p}(x) \quad (6.27)$$



$$H(f_x) = H_e(f_x) \Delta_{N,2p}(f_x). \quad (6.28)$$

Der Betrag der Fouriertransformierten der Dirac-Impulsfolge $\delta_{N,2p}(x)$ lautet mit Formel 7 aus [96]:

$$|\Delta_{N,2p}(f_x)| = \frac{\sin(N 2\pi f_x p)}{\sin(2\pi f_x p)}. \quad (6.29)$$

Für die Ortsfrequenz $1/2p$ soll wie in Kapitel 6.3 gelten:

$$f_{x0} = \frac{1}{2p}. \quad (6.30)$$

Die Fouriertransformierte von $\delta_{N,2p}(x)$ ist in Bild 6.12. für die Werte $N=16, 32$ und 64 frequenznormiert über f_{x0} im Bereich von $0 < f_x < 2,5f_{x0}$ aufgetragen.

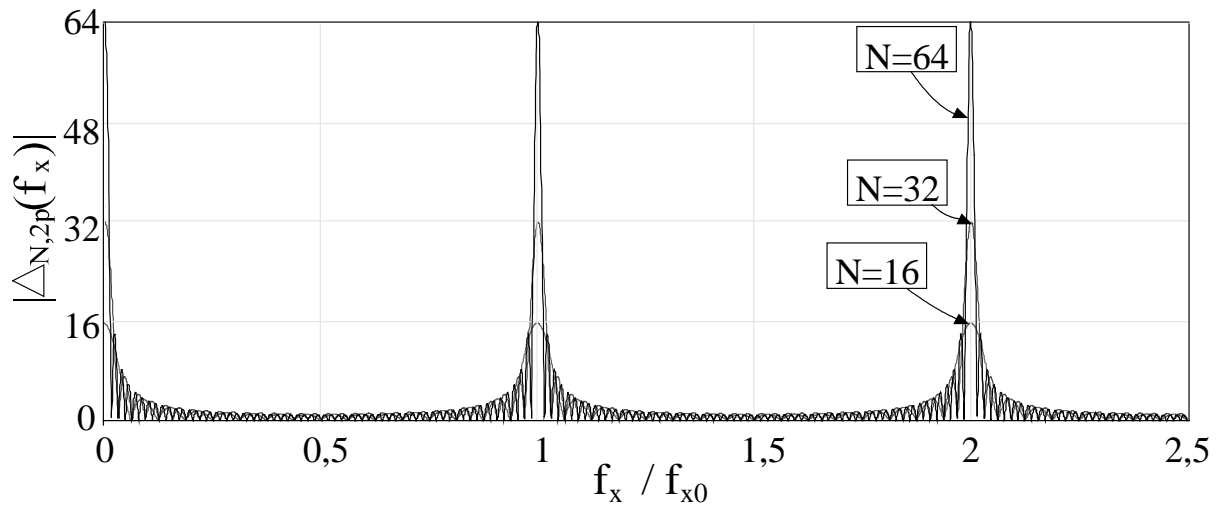


Bild 6.12: Verlauf des Ortsfrequenzspektrums einer endlichen Dirac-Folge

Die Amplitude des Hauptmaximums nimmt jeweils den Wert von N an. Je größer die Anzahl der Photosensorelemente (entspricht $2N$) wird, desto schmäler werden die Hauptmaxima bei den Vielfachen von f_{x0} .

Für die Fouriertransformierten der elementaren Aperturen gilt anhand der Korrespondenzen in [96] der folgende geschlossene Ausdruck für das Differenz-Trapezgitter:

$$|H_{e,\text{Trapez}}(f_x)| = |2b \operatorname{si}(\pi f_x b) \sin(\pi f_x p) \operatorname{si}(\pi f_x (p - b))|, \quad (6.31)$$

der im folgenden Bild 6.13 gezeigt ist.

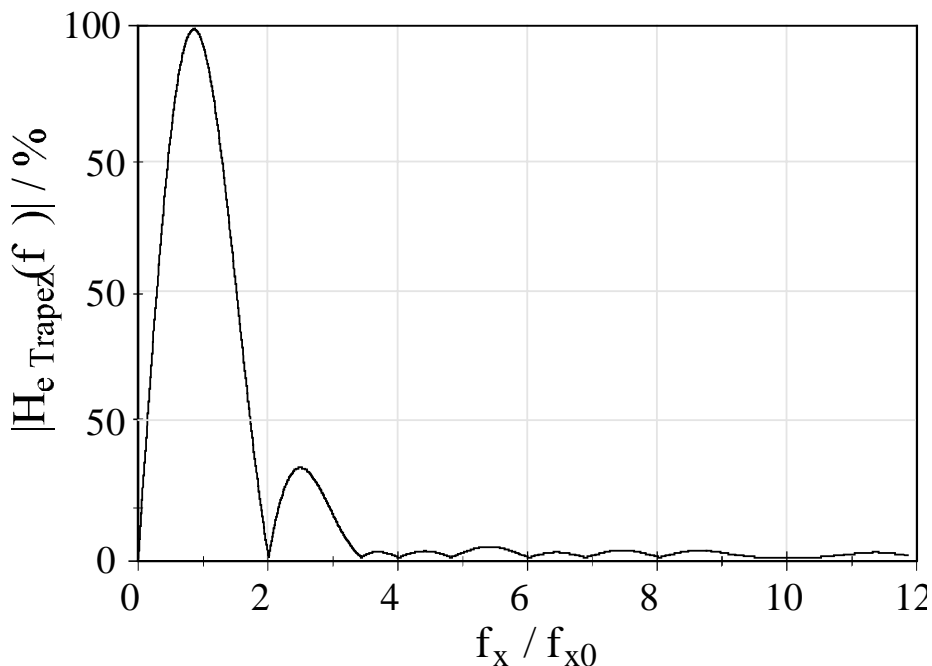


Bild 6.13: Ortsfrequenzspektren der trapezförmigen elementaren Apertur

Im Vergleich zum Trapezgitter würde ein Rechteckgitter mit derselben Breite b eine wesentlich schlechtere Ortsfrequenzfiltercharakteristik aufweisen:

$$|H_{e,\text{Rechteck}}(f_x)| = |2b \operatorname{si}(\pi f_x b) \sin(\pi f_x p)|, \quad (6.32)$$

da die Nebenmaxima hier nicht durch den Faktor $\operatorname{si}(\pi f_x (p-b))$ gedämpft werden (vgl. Gleichung 6.30).

Für die Realisierung des aktiven Maskierungsgitter wurden 128 Photosensorelemente gewählt, dies entspricht $N=64$. Um die Filtercharakteristik $H_{\text{Trapez}}(f_x)$ im Ortsfrequenzbereich zu erhalten, müssen die Fouriertransformierten der endlichen Dirac-Folgen für $N=64$ mit der Fouriertransformierten der elementaren Apertur im Frequenzbereich multipliziert werden.

Bild 6.14 zeigt die Filtercharakteristik des realisierten Differenz-Trapezgitter als Maskierungsgitter.

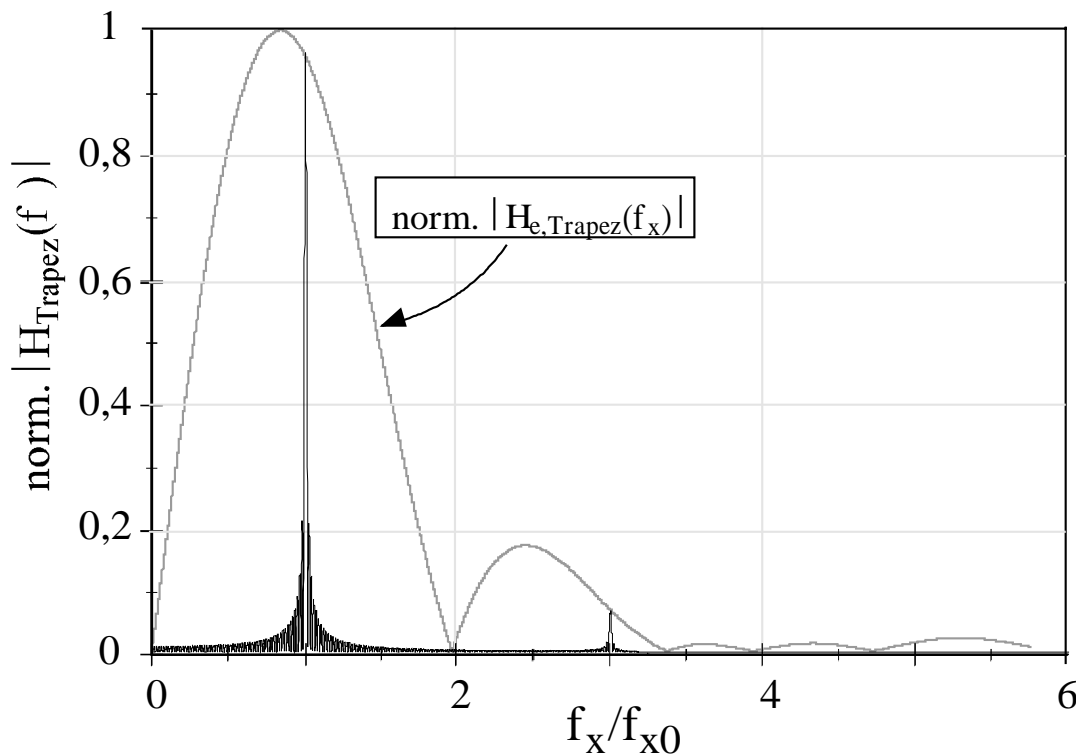


Bild 6.14: Filtercharakteristiken des realisierten Maskierungsgitters

Die Güte Q der Filtercharakteristik im Hauptmaximum $f_x=f_{x0}$ ist ein Maß für die Selektivität des Ortsfrequenzfilters und ist durch

$$Q = \frac{f_{x0}}{\text{3dB Bandbreite}} \quad (6.33)$$

gegeben.

Für das realisierte Maskierungsgitter mit trapezförmiger Apertur sowie $N=64$ wird eine Güte des Ortsfrequenzfilters von 72 erreicht. Die inverse Güte des Ortsfrequenzfilters $1/Q$

entspricht der relativen Meßgenauigkeit der Geschwindigkeit $\Delta v_x/v_x$, wenn man die 3dB-Bandbreite des Ortsfrequenzfilter Hauptmaximums als Meßunsicherheit Δv_x definiert.

6.4.2 Architektur des integrierten Bildsensorsystems

Wie bereits in Kapitel 6.3 geschildert, werden zur Erzeugung des aktiven Maskierungsgitters die Ausgangssignale der Ausleseschaltungen der einzelnen Photosensorelemente wechselweise positiv und negativ gewichtet und anschließend aufsummiert. Bevor die Aufsummation erfolgt, erfahren die Ausgangssignale des Photosensorarrays eine zusätzliche Gewichtung mit einer Hanning-Fensterfunktion, die aus der Systemtheorie der linearenzeitinvarianten-Systeme (LZI-Systeme) her bekannt ist. Diese bewirkt eine Abschwächung der Nebenmaxima neben dem Hauptmaximum der Filtercharakteristik im Ortsfrequenzbereich (siehe Bild 6.12). Dies ist dann besonders nützlich, wenn für das Meßsystem eine Vielzahl unterschiedlicher Oberflächenstrukturen oder Texturen zum Einsatz kommen, deren Leistungsdichtespektren $\Phi_{ss}(f_x)$ starke Maxima dicht neben dem Hauptmaximum des Ortsfrequenzfilters aufweisen. Dies könnte z.B. bei Oberflächenstrukturen mit periodischen Mustern der Fall sein.

Zur Bestimmung der Bewegungsrichtung hat das integrierte Bildsensorsystem zusätzlich zum Ortsfrequenzfiltersignal $g(t)$ zwei weitere Ausgangssignale $ph+(t)$ und $ph-(t)$. Diese werden ebenfalls durch Summation nach dem in Bild 6.15 gezeigten Schema gebildet. Die Bewegungsrichtung kann dann durch Ermittlung der Phasenlage zwischen $ph+(t)$ und $ph-(t)$ bestimmt werden.

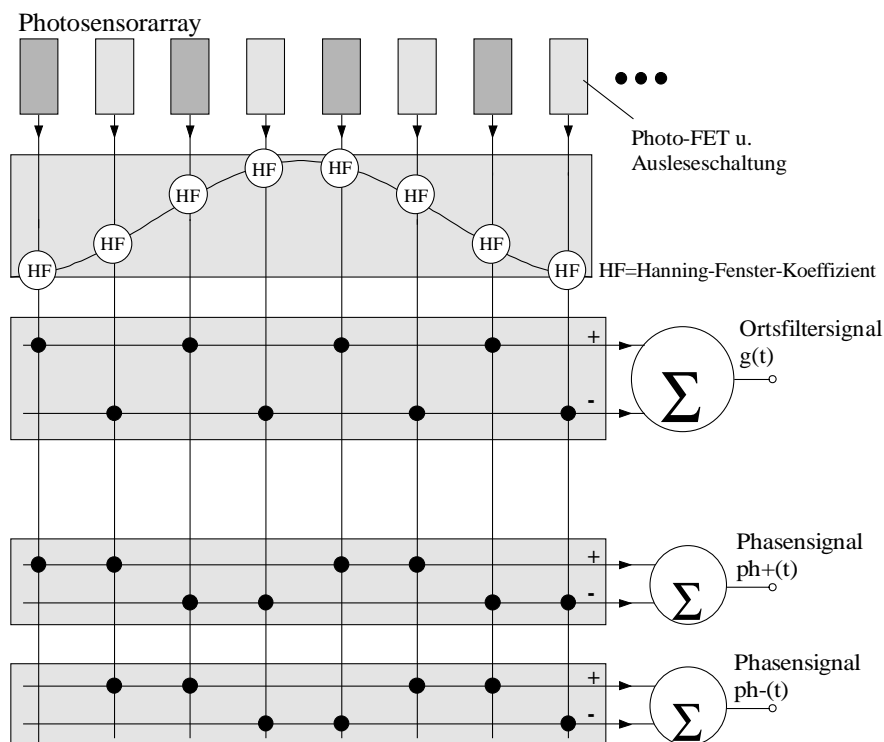


Bild 6.15: Gewichtungs- und Summationsschemata der Ausgangssignale

Als Photosensorelemente wurden aufgrund ihrer großen Empfindlichkeit Photo-MOSFETs gewählt. Die gesamte integrierte Schaltung wird im zeitkontinuierlichen "Current-Mode" betrieben, d.h. die Ausleseschaltungen der Photo-MOSFETs sind Stromverstärker, deren Ausgangsströme entsprechend gewichtet und aufsummiert werden. Die aus dem Chip ausgegebenen Signale $g(t)$, $ph+(t)$ und $ph-(t)$ sind ebenfalls Ströme.

Bild 6.16 zeigt die Ausleseschaltung für den Photo-MOSFET. Diese ist eine Kombination aus dem Stromverstärkerbeispiel in Kapitel 3.1.1, bei dem der Photosensor allerdings an U_{DD} angeschlossen ist, sowie der Dunkelstromkompensationsschaltung für den Photo-MOSFET aus Kapitel 3.3.1. Der abfließende Dunkelstrom I_{D0} des Photo-MOSFET ist als Stromquelle eingezeichnet. Trotz einer hohen Betriebsspannung von 7V kann es nicht zu einem Kink-Effekt (siehe Kapitel 2.5.2) kommen, da $U_{DS,1}$ des Photo-MOSFET über eine externe Spannungsquelle U_{ref} auf ca. 2,5V gehalten wird. Der Arbeitspunkt des Photo-MOSFET wird über $U_{GS,1}$ intern eingestellt. Die Gewichtung mit den Hanning-Fenster-Koeffizienten wird über die Skalierung des Gateweiten zu -längen Verhältnisses $(W/L)_{T4}/(W/L)_{T3}$ vorgenommen, wobei die maximale Verstärkung von $A_i = I_{aus}/I_{ph} = 10$ erreicht wird. Die Ausleseschaltung wurde so dimensioniert, daß die Übertragungsfunktion zwischen I_{aus} und I_{ph} eine Bandbreite von ca. 100kHz aufweist.

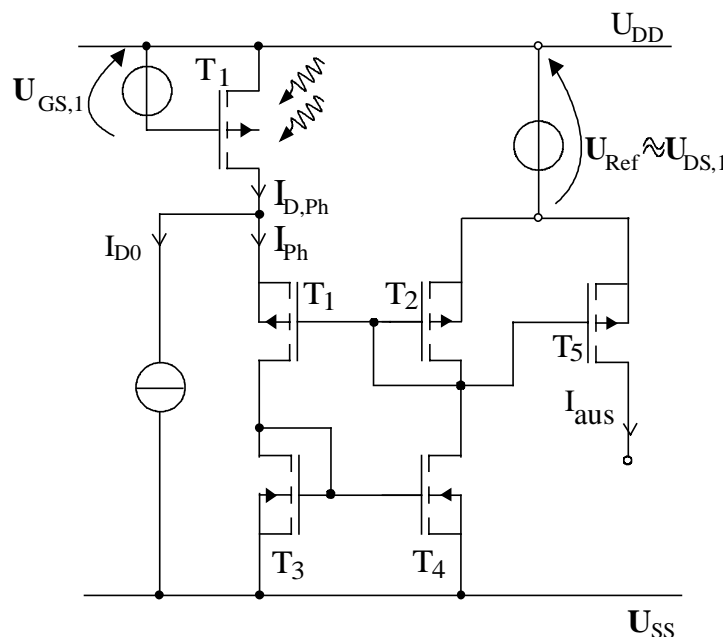


Bild 6.16: Photosensor und Ausleseschaltung

Zwei Ausgangsströme benachbarter Ausleseschaltungen I_{aus+} und I_{aus-} werden mit der in Bild 6.17 gezeigten Schaltung, bestehend aus Kaskoden-Stromspiegeln, voneinander subtrahiert. Die globale Aufsummation erfolgt über die Zusammenführung des Ausgangsknotens Σ , wie Bild 6.17 für die Generierung des Ortsfrequenzfiltersignals $g(t)$ als Beispiel zeigt. Dies ist vorteilhafter als eine Aufsummation aller positiv bzw. negativ zu gewichtenden Strömen und eine anschließende Subtraktion, da sich u.U. derart große

Summenströme ergeben würden, daß z.B. Stromspiegeltransistoren nicht mehr im Sättigungsbereich arbeiten. Die Generierung der Phasensignale $ph+$ und $ph-$ geschieht auf ähnliche Weise, nur mit einem anderen Gewichtungsschema (siehe Bild 6.15). Zu diesem Zweck werden die Ströme I_{aus+} und I_{aus-} noch zweimal herausgespiegelt und gemäß dem Schema in Bild 6.15 aufsummiert.

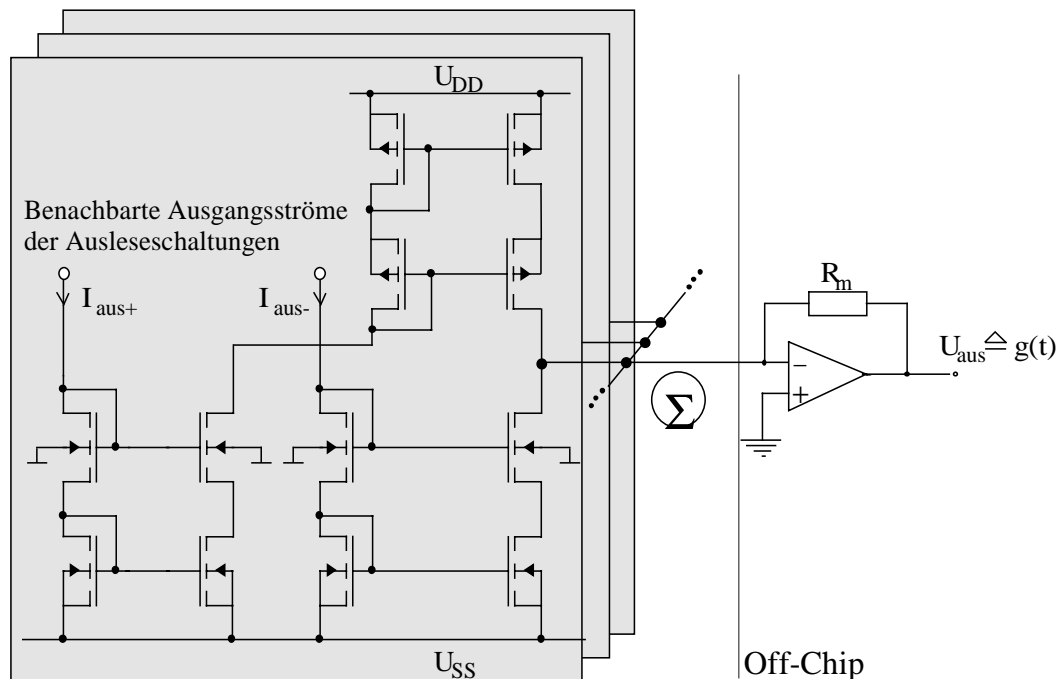


Bild 6.17: Stromsubtrahierer und Off-Chip Transimpedanzverstärkung

Am Chipausgang werden die ausgegebenen Ströme von einem Transresistanzverstärker mit der Transresistanz R_m , welcher Bestandteil des Meßsystems ist, in eine proportionale Spannung gewandelt.

Alternativ zum Photo-MOSFET als Photosensorelement im Photosensorarray wurde testweise dieselbe Schaltung wie oben beschrieben mit Photodioden auf der unteren Hälfte des Chips mitintegriert. Es stellte sich wie erwartet heraus, daß aufgrund der geringen Photoströme der Photodioden ($30\mu\text{m} \times 30\mu\text{m}$ Fläche) nur bei sehr großer Bestrahlungsstärke ausreichend hohe Signal-Rausch-Abstände erzielt wurden.

Bild 6.18 zeigt das Chipfoto des integrierten Bildsensorsystems mit beiden Photosensorarrays (Photo-MOSFETs und Photodioden) zur Geschwindigkeitsmessung.

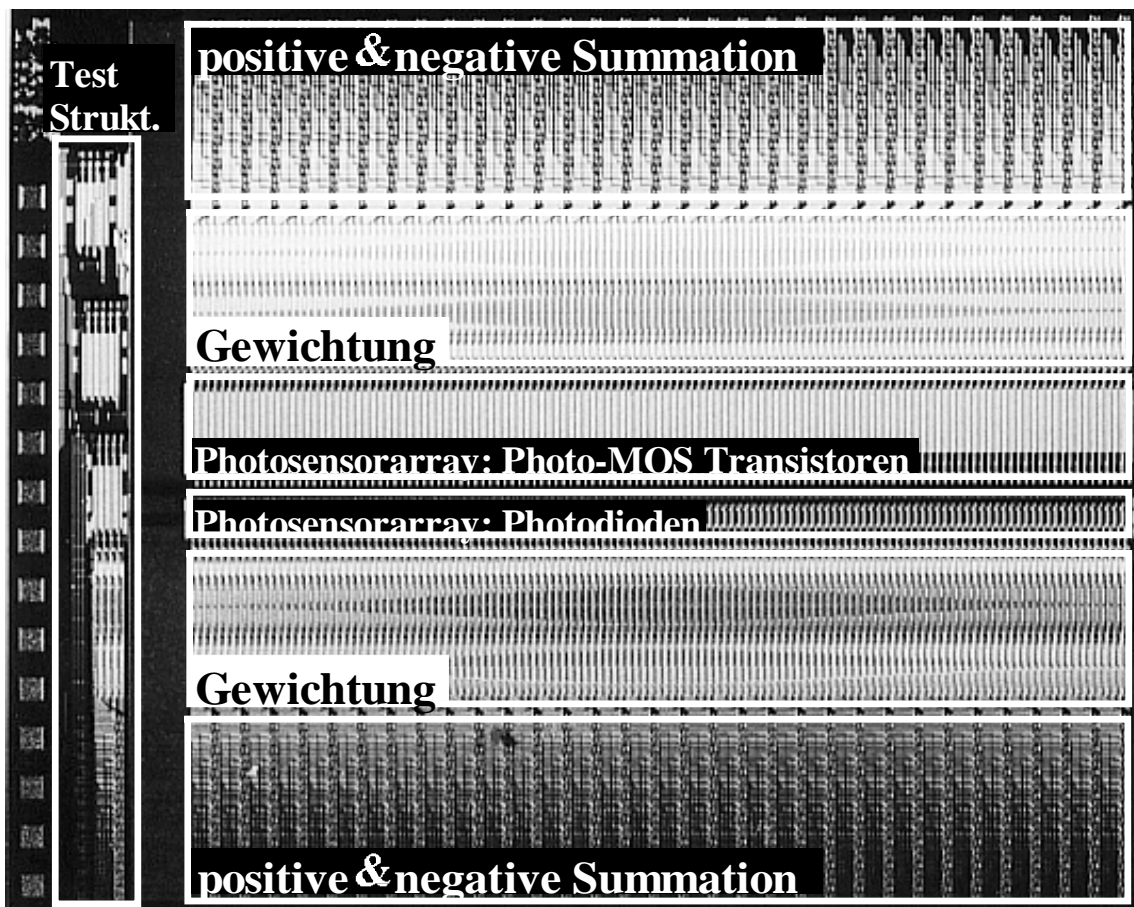


Bild 6.18: Chipfoto des integrierten Bildsensorsystems zur Geschwindigkeitsmessung

Deutlich ist im Gewichtungsteil des Chips (entspricht dem Array aus Ausleseschaltungen in Bild 6.16) die Form des cosinusförmigen Hanning-Fensters zu erkennen, wobei die Gewichtung mit dessen Koeffizienten über Stromspiegelverhältnisse realisiert wird. Der Summationsteil entspricht dem Array aus der in Bild 6.17 gezeigten Schaltung.

Die wichtigsten Chipdaten des realisierten integrierten Bildsensorsystems enthält Tabelle 6.2

Chipdaten des integrierten Bildsensorsystems	
CMOS-Prozeß	FhG-IMS-1,5µm-5V
Chipmaße	6,8mm x 5,2mm
Anzahl der Photosensorelemente	128
Abstand der Photosensorelemente	30µm
Betriebsspannung $U_{DD} - U_{SS}$	7V
Leistungsaufnahme bei typ. Arbeitspunkt und 7V Betriebsspannung	ca. 50mW

Tabelle 6.2: Chipdaten des integrierten Bildsensorsystems zur Geschwindigkeitsmessung

6.4.3 Meßergebnisse

Um die Leistungsfähigkeit des integrierten Bildsensorsystems zu demonstrieren, wurden die Geschwindigkeiten von bewegten Materialien, deren Oberflächen relativ geringe Kontrastwerte aufweisen, mit Hilfe des integrierten Bildsensorsystems gemessen.

In [97] wurde der Kontrastwert K als Quotient von Standardabweichung durch den Mittelwert der statistischen Bestrahlungsstärkeverteilung $s(x)$ definiert, so daß für K gilt:

$$K = \frac{\sqrt{\frac{1}{W-1} \sum_{i=0}^{W-1} (s_d(i) - \overline{s_d(i)})^2}}{\overline{s_d(i)}}, \quad (6.34)$$

wobei $s_d(i)$ die abgetastete eindimensionale Bestrahlungsstärkeverteilung und $\overline{s_d(i)}$ deren Mittelwert ist. W ist die Anzahl der abgetasteten bzw. eingescannten Werte.

In [97] wurden daraufhin die Oberflächenstrukturen einiger Materialien durch den Kontrastwert charakterisiert. Dies wurde dort anhand von eingescannten (also abgetasteten) Fotos durchgeführt. Die folgende Tabelle 6.3 enthält beispielhafte Kontrastwerte von Oberflächen verschiedener ausgewählter Materialien:

Oberfläche	Kontrast
Weißes Kopierpapier	2,5%
Brauner Pappkarton	6,5%
Aluminiumblech	6,9%
Spanplatte	17,9%
Betonfußboden	26%
Asphalt-Straßenbelag	42,4%

Tabelle 6.3: Kontrastwerte verschiedener Oberflächen

Der prinzipielle Meßaufbau kann Bild 6.5 entnommen werden. Die Oberflächenbewegung wurde mit einer rotierenden Scheibe realisiert, deren seitliche Fläche mit den verschiedenen Materialien bespannt wurde. Im Radius von 9,5cm auf der seitlichen Fläche der Scheibe befindet sich das auf das Photosensorarray abgebildete Meßfenster (bzw. Meßvolumen). Die Rotationsscheibe wurde von einem Elektromotor angetrieben, wobei im Radius von 9,5cm Umlaufgeschwindigkeiten bis zu 70km/h erreicht wurden. Als Lichtquelle wurde ein LED Bündel bestehend aus 50 LEDs und als Abbildungsoptik ein Kleinbildobjektiv mit 58mm Brennweite verwendet. Das bei der Messung verwendete Objektiv und die Lichtquelle sind sehr einfach und preiswert (Gesamtpreis unter 140DM). Tabelle 6.4 faßt die wichtigsten Parameter des Meßaufbaus sowie die Arbeitspunkte des integrierten Bildsensorsystems zusammen:

Parameter	Wert
Betriebsspannung Chip	7 V
Gate Source Spannung des Photo-MOSFET	-1,22V in starker Inversion
U _{ref}	2,57 V
Abstand Photosensorarray - Objektiv	75mm
Abstand Objektiv - Oberfläche	620mm
Lichtquelle	Array aus 50 LEDs,
Lichtwellenlänge	660nm
Bestrahlungsstärke auf der Materialoberfläche	15,3 W/m ²
Objektivtyp	58mm, Kleinbild, Fa. Zenith, Helios-44M-7
Blendenzahl Objektiv	2

Tabelle 6.4: Geometrien des Meßaufbaus und Arbeitspunkte des integrierten Bildsensorysystems

Für die Geschwindigkeitsmessung wurde das Ausgangssignal mit einem "Dynamic-Signal-Analyzer" in den Fourierbereich transformiert und der Betrag des Spektrums ausgewertet. Die maximal detektierbare Frequenz $f_{0,max}$ wurde für Oberflächen verschiedener Materialien mit geringen Kontrastwerten ermittelt. $f_{0,max}$ ist diejenige Bandmittenfrequenz des Ortsfrequenzfilter-Bandpaßsignals, bei der das spektrale Maximum 5 mal höher lag als die benachbarten Nebenmaxima, was einem Verhältnis von ca. 14dB entspricht. Die Meßzeit betrug dabei:

$$t_{mess} = \frac{1}{f_{0,min}} = 40ms. \quad (6.35)$$

Der Abbildungsmaßstab ergibt sich aus den in Tabelle 6.3 angegebenen Geometrien zu:

$$M = \frac{75mm}{620mm} = 0,121. \quad (6.36)$$

Mit den Gleichungen 6.21 und 6.22 gelten für die maximal bzw. minimal detektierbaren Geschwindigkeiten:

$$v_{B,max} = \frac{f_{0,max}}{f_{x0}} = 2p f_{0,max} = 60\mu m f_{0,max}, \quad (6.37)$$

$$v_{x,max} = \frac{2p f_{0,max}}{M} = 0,6mm f_{0,max} \text{ und} \quad (6.38)$$

$$v_{x,min} = \frac{2p f_{0,min}}{M} = \frac{2p}{t_{mess} M} = 0,045 \text{ km / h} . \quad (6.39)$$

Die folgende Tabelle 6.5 faßt die Ergebnisse der Geschwindigkeitsmessung für die verschiedenen Materialien zusammen.

Material	Kurz- bezeichnung	$f_{0,max}$ / kHz	$v_{B,max}$ / km/h	$v_{x,max}$ / km/h
Schleifpapier Starcke ESTRA 120 Körner / cm ² , grobe Struktur	p120	25,4	5,49	54,8
Schleifpapier Vitex KKF 114F 400 Körner / cm ² , feine Struktur	p400	8,2	1,77	17,7
Schleifpapier Vitex CP918A 500 Körner / cm ² , feine Struktur	p500	8,5	1,84	18,4
Schleifpapier MATADOR, Siliciumcarbid 800 Körner / cm ² , sehr feine Struktur	p800	7,5	1,62	16,2
Weißes Kopierpapier NonStop, 80g / m ² Sehr feine Struktur, 2,5% Kontrastwert lt. Tabelle 6.2	kopwe	7,1	1,53	15,34
Brauner Pappkarton Feine Struktur, 6,5% Kontrastwert lt. Tabelle 6.2	pappbr	10,1	2,18	21,8
Roter Kunststoff Schnellhefter ELBA clip fix 36490 Feine Struktur	elba	5	1,08	10,8
Weißer Faltkarton mit feiner Struktur Ursus Sehr feine Struktur	kartwe	7	1,51	15,12
Brauner Faltkarton Ursus Sehr feine Struktur	kartbr	8,7	1,88	18,79
Schwarzer Faltkarton Ursus Sehr feine Struktur	kartsch	5,4	1,17	11,66
Weißes A4 Trennblatt für Büroordner aus Kunststoff Durable 6889 ohne sichtbare Struktur	trennwe	4,6	1	9,94
Gelbes A4 Trennblatt für Büroordner aus Kunststoff Durable 6889 ohne sichtbare Struktur	trennge	6	1,3	12,96
Grünes A4 Trennblatt für Büroordner aus Kunststoff Durable 6889 ohne sichtbare Struktur	trenngr	5	1,08	10,8

Tabelle 6.5: Meßergebnisse der Geschwindigkeitsmessung

Es ist bemerkenswert, daß beim weißen Kopierpapier und bei den Kunststofftrennblättern überhaupt Ortsfrequenzfiltersignale detektiert werden konnten, da das weiße Kopierpapier nach subjektiver Einschätzung nur wenige und die Kunststofftrennblätter gar keine Strukturen aufweisen. Die maximal meßbare Geschwindigkeit $v_{x,max}$ läßt sich deutlich steigern, wenn

gemäß Gleichung 6.37 Objektive mit anderen Abbildungsmaßstäben bzw. kleineren Brennweiten verwendet werden, die jedoch nicht für den Meßaufbau zu Verfügung standen.

Bild 6.16 zeigt den zeitlichen Verlauf der Ortsfrequenzfiltersignale von einigen in Tabelle 6.5 aufgeführten Materialien bei einer Frequenz von $f_0=2\text{kHz}$, wobei für die Darstellung jeweils ein Offset-Spannungswert addiert wurde.

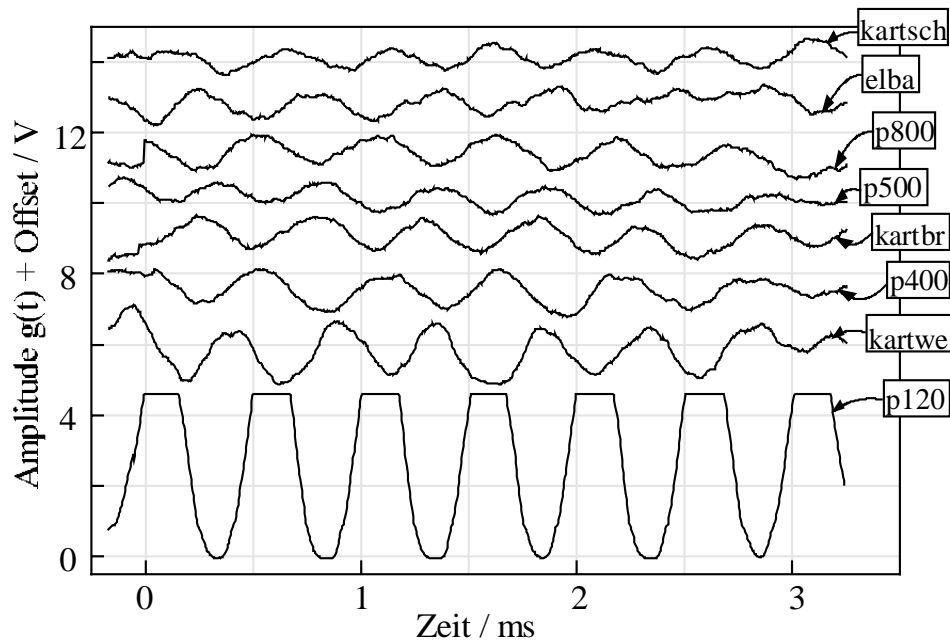


Bild 6.19: Zeitl. Verlauf der Ortsfrequenzfiltersignale verschiedener Materialien bei $f_0 = 2\text{kHz}$

Je weniger kontrastreich die Oberflächen der Materialien, desto geringer sind die Schwingungsamplituden ausgeprägt und desto mehr ist das Signal von seiner für kleine Frequenzen erwartungsgemäßen Trapezform verschliffen. Lediglich die untere Schwingungsamplitude vom Ortsfrequenzfiltersignal des p120-Materials entspricht bei dieser Frequenz f_0 nahezu der Trapezform, wobei die obere Schwingungsamplitude den Darstellungsbereich des Meßrechners übersteigt. Bei sehr geringen Frequenzen f_0 weisen alle gemessenen Ortsfrequenzfiltersignale erwartungsgemäß Trapezform auf. Das folgende Bild 6.20 zeigt das Display des verwendeten "Dynamic-Signal-Analyzer" bei der Auswertung der Frequenzanalyse des Ortsfrequenzfiltersignals des p120-Materials bei einer Frequenz $f_0 = 4,8\text{kHz}$.

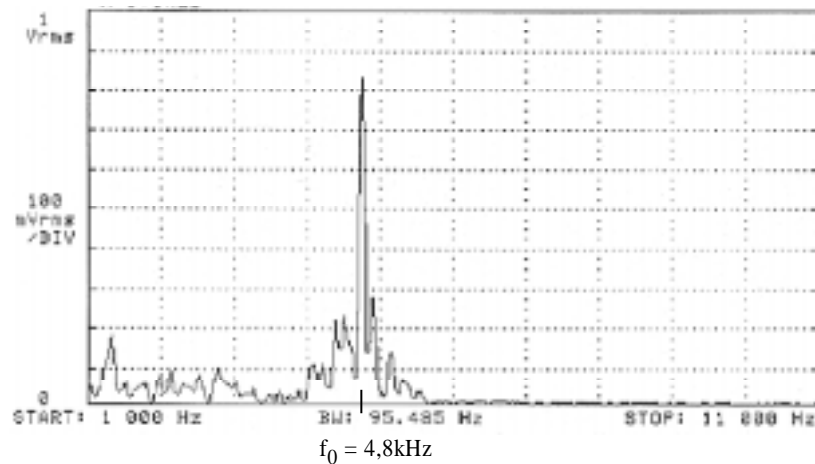


Bild 6.20: Leistungsdichtespektrum von $\Phi_{gg}(f_x)$ mit p120-Material

Durch den hohen Gleichanteil des Leistungsdichtespektrums der einfallenden Bestrahlungsstärke $\Phi_{ss}(f_x)_{p120}$ (siehe auch Bild 6.7 für typische Leistungsdichtespektren) enthält das Leistungsdichtespektrum des Ortsfrequenzfiltersignals $\Phi_{gg}(f_x)$ trotz der hohen Dämpfung der Ortsfrequenzfiltercharakteristik $H(f_x)$ meßbare Anteile bei tieferliegenden Frequenzen. Der Offset des Operationsverstärkers als Transimpedanzverstärker wirkt als zusätzlicher Gleichanteil.

Wie man aus den Diagrammen in Bild 2.32 und Bild 2.33 entnehmen kann, verringern sich Anstiegs- und Abklingzeit des Photo-MOSFET mit ansteigender Bestrahlungsstärke. Das bedeutet, daß sich $f_{0,max}$ mit ansteigender Bestrahlungsstärke erhöht (wie Bild 6.21 zeigt), so daß es somit eine weitere Möglichkeit gibt, wesentlich höhere Geschwindigkeiten zu messen.

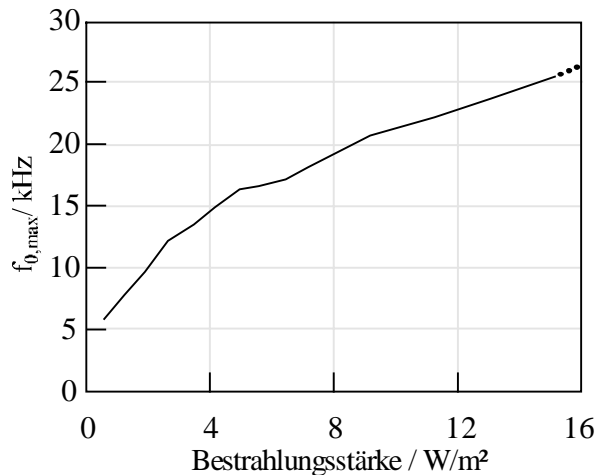


Bild 6.21: $f_{0,max}$ über der auftreffenden Bestrahlungsstärke mit dem p120-Material

Die Meßergebnisse belegen, daß es mit dem vorgestellten integrierten Bildsensormaterial möglich ist, selbst bei Materialien mit äußerst geringen Kontrastwerten, Ortsfrequenzfiltersignale zu detektieren und somit Geschwindigkeiten zu messen. Dabei ist die Bestrahlungsstärke wegen der Geschwindigkeitsbegrenzung des Meßaufbaus nicht bis an die Grenzen des Möglichen erhöht worden.